

TEKNILLINEN KORKEAKOULU
Sähkötekniikan osasto

Juha Salmivaara

MILLIMETRIAALTOALUEEN LANGATON SILTA
LÄHIVERKOSSA

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi diplomi-
insinöörin tutkintoa varten Espoossa 21.4.1995.

Työn valvoja

Professori



Antti Räisänen

Työn ohjaaja

DI



Matti Somersalo

19681

TKK SÄHKÖTEKNIIKAN
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO

TEKNILLINEN KORKEAKOULU

DIPLOMITYÖN TIIVISTELMÄ

Tekijä:	Juha Salmivaara		
Työn nimi:	Millimetriaaltoalueen langaton silta lähiverkossa		
Päivämäärä:	21.4.1995	Sivumäärä:	79
Osasto:	Sähkötekniikka		
Professuuri:	S-26 Radiotekniikka		
Työn valvoja:	Professori Antti Räisänen		
Työn ohjaaja:	DI Matti Somersalo		
<p>Diplomityössä tarkastellaan mahdollisuutta yhdistää kaksi tai useampia lähiverkkoja (esim. Ethernet) toisiinsa suojatuilla millimetriaaltoalueen radioyhteyksillä. Suojatun radioyhteyden muodostamisessa voidaan millimetriaaltoalueella käyttää hyväksi hapen voimakasta vaimennuspiikkiä 60 GHz:n taajuusalueella. Tällä taajuusalueella saadaan ilmakehän hapen aiheuttamaa lisävaimennusta 15 dB/km. Toinen mahdollisuus suojatun radioyhteyden muodostamiseksi on hajaspektritekniikan käyttö. Tarvitavat yhteysetäisyydet ovat hyvin lyhyitä, ainoastaan 200...300 metriä.</p> <p>Diplomityössä on aluksi käsitelty yleisiä radioyhteyden rakentamiseen liittyviä asioita, kuten modulaatio- ja virheenkorjausmenetelmiä. Myös lähiverkon toimintaa on esitelty. Tämän jälkeen on käsitelty erityisesti millimetriaaltoalueen radiolinkin toteuttamisessa käytettävää tekniikkaa ja komponentteja. Ratkaisuvaihtoehdoista on esitetty sekä hajaspektritekniikalla toimiva linkki että 60 GHz:n kapeakaistaista signaalia käyttävä linkki. Erityistä huomiota on kiinnitetty radioaaltojen etenemiseen 60 GHz:n taajuusalueella.</p> <p>Diplomityön yhteydessä on myös suoritettu radioaaltojen etenemismittauksia 60 GHz:llä ulkotiloissa. Näillä mittauksilla on pyritty selvittämään esimerkiksi kasvillisuuden vaikutusta 60 GHz:n signaalin etenemiseen erilaisissa käyttöympäristöissä. Mittauksia on tehty sekä kesä- että talviolosuhteissa. Tehtyjen mittausten mukaan lyhyellä yhteysetäisyydellä tällainen radioyhteys on mahdollista toteuttaa 60 GHz:n linkin avulla. Tällä taajuusalueella lähettimen ja vastaanottimen välillä on kuitenkin oltava selkeä näköyhteys, sillä yhteysvälille osuvat esteet vaimentavat millimetriaaltosignaalia voimakkaasti.</p>			
Avainsanat:	Millimetriaaltoalueen radiolinkki, radioaaltojen eteneminen 60 GHz:llä		

HELSINKI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

ABSTRACT OF THE
MASTER'S THESIS

Author:	Juha Salmivaara		
Name of the thesis:	Millimeter wave wireless bridge in a local area network		
Date:	21.4.1995	Number of pages:	79
Faculty:	Electrical Engineering		
Professorship:	S-26 Radio Engineering		
Supervisor:	Professor Antti Räisänen		
Instructor:	M.Sc.EE Matti Somersalo		
<p>This Master's Thesis studies the possibility of connecting two or several LANs (e.g. Ethernet) with covert millimeter wave radio links. A covert radio link can be realized at millimeter waves using the strong oxygen absorption band at 60 GHz. At this frequency band the additional attenuation caused by the atmospheric oxygen is 15 dB/km. Another possibility of realizing a covert radio link is the use of spread-spectrum technology. The needed communication distances are very short, only 200...300 meters.</p> <p>The Master's Thesis starts with a presentation of general issues concerning radio communications, e.g. modulation and error correction methods. The operation of the LAN is also shown. These are followed by a presentation of the technologies and components concerning especially the millimeter wave radio communications. Both the spread-spectrum link and the 60 GHz narrow band link are presented. A special interest is concentrated on the radio wave propagation in the 60 GHz frequency band.</p> <p>The Master's Thesis also contains measurement results of outdoor radio wave propagation in the 60 GHz frequency band. These measurements have been performed to investigate e.g. the effect of vegetation on the propagation of the 60 GHz signal in different situations. Measurements have been performed both in summer and in winter conditions. The measurements show that short distance radio communications can be realized with a 60 GHz link. However, in this frequency band only line-of-sight communication is possible, because all obstacles in the propagation path strongly attenuate the millimeter wave signal.</p>			
Keywords:	Millimeter wave radio link, radio wave propagation at 60 GHz		

Alkulause

Tämä diplomityö on tehty VTT Tietotekniikassa tietoliikenteen tutkimusalueella Espoon Otaniemessä.

Työn valvojana toimi professori Antti Räisänen Teknillisen korkeakoulun radiolaboratoriosta. Haluan kiittää häntä työtäni kohtaan osoittamastaan mielenkiinnosta sekä lukuisista hyvistä neuvoista ja rakentavasta kritiikistä koskien diplomityön sisältöä.

Työn ohjaajana toimi DI Matti Somersalo VTT Tietotekniikasta. Hänelle ja esimieheleni Markku Sipilälle lämmin kiitos asiantuntevista neuvoista ja opastuksesta tätä työtä tehtäessä. Samoin haluan kiittää tekn.lis. Jaakko Lähteenmäkeä opastuksesta radioaaltojen etenemiseen ja etenemismittauksiin liittyvissä kysymyksissä. Erityinen kiitos kuuluu myös Hannu Hakojärvelle avusta etenemismittausten suorittamisessa.

Lopuksi haluan vielä kiittää koko tietoliikenteen porukkaa mukavasta työskentelyilmapiiristä sekä kaikista niistä hyvistä neuvoista ja asiantuntevasta avusta, jota olen saanut tätä työtä tehdessäni.

Espoo 21.4.1995



Juha Salmivaara

Sisällysluettelo:

Tiivistelmä.....	I
Abstract	II
Alkulause.....	III
Sisällysluettelo	IV
Käytetyt symbolit	VI
Käytetyt lyhenteet	VII
1. Johdanto	1
1.1. Yleistä.....	1
1.2. Suojattu radioyhteys	3
2. Verkkoratkaisut	5
2.1. Ethernet-verkon toiminta.....	6
2.1.1. Toistintyyppinen linkki	7
2.1.2. Ethernet-verkot yhdistävä silta	8
2.2. Verkon topologia.....	9
2.2.1. Point-to-multipoint tyyppinen verkko	9
2.2.2. Point-to-point tyyppinen yhteys	11
2.2.3. Tähtimäinen tai puumainen verkko	12
3. Digitaaliset modulaatiomenetelmät.....	15
3.1. Amplitudimodulaatio - Amplitude Shift Keying (ASK).....	15
3.2. Vaihemodulaatio - Phase Shift Keying (PSK)	16
3.3. Taajuusmodulaatio - Frequency Shift Keying (FSK).....	17
3.4. Useampitasoiset modulaatiomenetelmät	18
4. Virheenkorjausmenetelmät.....	20
4.1. Virheellisen tiedon uudelleenlähetys - ARQ	20
4.2. Virheenkorjauskoodien käyttö - FEC.....	21
5. Antennit.....	24
5.1. Heijastinantennit.....	24
5.2. Linssiantennit	26
5.3. Torviantennit	27
5.4. Dielektriset sauva-antennit	29
5.5. Mikroliuska-antennit	30
5.6. Muita millimetriaaltoalueen antenneja.....	31
6. Signaalin havaitseminen tiedusteluvastaanottimella.....	32
6.1. Korrelaattorivastaanotin	33
6.2. Radiometrivastaanotin.....	34
6.3. Ristikorrelaattorivastaanotin	36
7. Hajaspektritekniikalla toteutettu silta.....	37
7.1. Hajaspektrisignaalin muodostus.....	37
7.1.1. Taajuushyppelytekniikka.....	37
7.1.2. Aikahyppelytekniikka.....	39
7.1.3. Suorasekvenssitekniikka.....	39
7.2. Hajaspektrisignaalin havaittavuus	41
8. 60 GHz:n taajuusalueella toimiva linkki.....	43
8.1. Radioaaltojen eteneminen 60 GHz:llä.....	43
8.1.1. Ilmakehän hapen aiheuttama vaimennus	43
8.1.2. Vesihöyryn vaikutus	43

8.1.3. Sadevaimennus.....	44
8.1.4. Lumen, rännän ja rakeiden aiheuttama vaimennus.....	46
8.1.5. Sumun aiheuttama vaimennus.....	46
8.1.6. Skintillaatio.....	46
8.1.7. Pölyn ja savun aiheuttama vaimennus.....	47
8.1.8. Kasvillisuuden ja yhteysvälillä olevien esteiden vaikutus	47
8.1.9. Maanpinnan vaikutus.....	49
8.2. 60 GHz:n linkin rakenne	52
8.2.1. Duplex-toiminta.....	55
8.3. 60 GHz:n signaalin havaittavuus.....	56
9. Olemassa olevat langattomat järjestelmät	58
9.1. Hiperlan	58
9.2. IEEE:n standardi 802.11 langattomalle lähiverkolle.....	59
9.3. AT&T / NCR WaveLAN	60
9.4. Olivetti NET3	60
10. Etenemismittaukset 60 GHz:llä.....	62
10.1. Mittausjärjestelmä	62
10.2. Mittaukset kesäolosuhteissa	64
10.3. Mittaukset talviolosuhteissa	69
11. Yhteenveto	73
Lähdeluettelo	77

Käytetyt symbolit

A_{geom}	antennin apertuurin pinta-ala
B	kaistanleveys
C	Rayleighin kriteerin pinnan tasaisuuden mitta
d	yhteysetäisyys
d_1, d_2	etäisyys lähetys- ja vastaanottoantenniin
D	halkaisija
E_b	yhden bitin energia
f	taajuus
G	vahvistus
G_r	vastaanottoantennin vahvistus
G_t	lähetysantennin vahvistus
L	vaimennus
N_0	kohinataso
P	ilmanpaine
P_b	bittivirhesuhde
P_D	havaitsemistodennäköisyys
P_F	väärän hälytyksen todennäköisyys
P_r	vastaanottoteho
P_t	lähetysteho
$Q(x)$	Gaussin Q-funktio
R_b	siirtonopeus
r_F	ensimmäisen Fresnelin vyöhykkeen säde
R_I	havaitsemisetäisyys
R_S	tiedusteluvastaanottimen vaatima vastaanottoteho
T	radiometrin integrointiaika
T	lämpötila
T_1	lähetykskehyksen kesto
T_b	yhden bitin kesto
V_T	kynnysarvo
W	kaistanleveys
x	apumuuttuja, kaavat (3), (9), (10)
y	apumuuttuja, kaava (9)
β	apumuuttuja, kaavat (7), (11)
ε_0	tyhjiön permittiivisyys eli dielektrisyysvakio
ε_r	suhteellinen dielektrisyysvakio
η	hyötysuhde
λ	apumuuttuja, kaava (3)
λ	aallonpituus
λ_0	aallonpituus vapaassa tilassa
θ	vaihekulma
ρ_h, ρ_v	heijastuskerroin horisontaali- ja vertikaalipolarisaatiolla
σ	johtavuus
σ	maanpinnan korkeuden keskihajonta
ω	kulmataajuus
ξ	apumuuttuja, kaavat (7), (11)
ψ	tulokulma maanpinnan tangentin suhteen

Käytetyt lyhenteet

ACK	positive acknowledgement
ARQ	Automatic Repeat Request
ASK	Amplitude Shift Keying
BCH	Bose-Chaudhuri-Hocquenghem
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CCITT	Comité Consultatif International de Télégraphique et Téléphonique
CD	Collision Detection
CDMA	Code Division Multiple Access
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
DECT	Digital European Cordless Telecommunications
DPSK	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	Differential QuadriPhase Shift Keying
DSPN	Direct-Sequence Pseudo Noise
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GSM	Global Systems for Mobile communications
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
Hiperlan	High Performance Radio Local Area Network
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
IMPATT	IMPact Avalanche and Transit Time
ISDN	Integrated Services Digital Network
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ISO	International Standards Organization
LAN	Local Area Network
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LPI	Low Probability of Intercept
MAC	Medium Access Control
MBS	Mobile Broadband System
MESFET	MEtal-Semiconductor Field-Effect Transistor
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MSK	Minimum Shift Keying
NACK	negative acknowledgement
OOK	On-Off Keying
O-QPSK	Offset QuadriPhase Shift Keying
OSI	Open Systems Interconnection
PC	Personal Computer
PCMCIA	Personal Computer Memory Card Interface Association
PLL	Phase Lock Loop
PRK	Phase Reversal Keying
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature-carrier Amplitude Modulation
QPSK	QuadriPhase Shift Keying

RF	Radio Frequency
SS	Spread Spectrum
TKK	Teknillinen korkeakoulu
VTT	Valtion teknillinen tutkimuskeskus

1. Johdanto

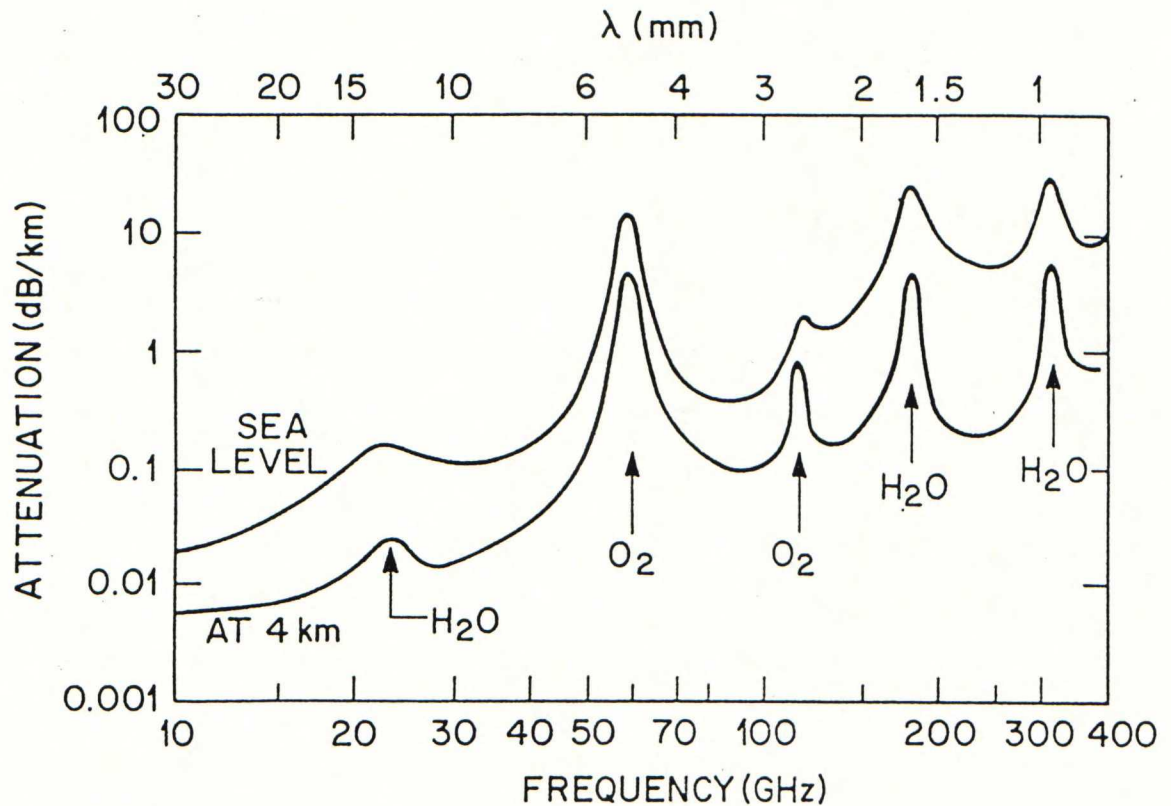
Tässä diplomityössä tutkitaan mahdollisuutta yhdistää kaksi tai useampia erillisiä lähiverkkoja toisiinsa millimetriaaltoalueen radiosillan avulla. Lähiverkkojen yhdistämisessä tulee käyttää suojattuja radioyhteyksiä. Työn tavoitteena on esittää ratkaisumalli, jonka pohjalta on mahdollista toteuttaa tällainen millimetriaaltoalueen koejärjestelmä. Diplomityö on tehty Valtion teknillisen tutkimuskeskuksen (VTT) tietotekniikan yksikössä tietoliikenteen tutkimusalueella.

1.1. Yleistä

Millimetriaalloiksi kutsutaan sähkömagneettisen spektrin sitä osaa, jossa taajuus on 30...300 GHz. Tällöin säteilyn aallonpituus on 10...1 mm. Millimetriaallot sijaitsevat sähkömagneettisessa spektrissä mikroaaltojen ja alimillimetriaaltojen välissä. Alimillimetriaaltojen yläpuolella seuraa infrapuna-aaltojen alue. Kiinnostus millimetriaaltojen käyttämiseksi erilaisiin tietoliikenne- ja muihin radioteknisiin sovelluksiin, kuten esimerkiksi tutkiin, radiometreihin yms, on kasvanut sitä mukaa, kun taajuuskaistat alemmilla taajuusalueilla ovat täyttyneet. Millimetriaaltoalueella taajuuskaistaa on olemassa moninkertaisesti se määrä, joka alemmilla taajuuksilla on tänä päivänä yhteensä käytössä. Infrapuna- ja optisiin laitteisiin verrattuna millimetriaaltoalueen laitteet eivät myöskään ole yhtä herkkiä esimerkiksi sumun tai pölyn aiheuttamalle vaimennukselle, ja kuvaavat millimetri- sekä infrapuna-aaltolaitteet toimivat myös pimeällä.

Millimetriaaltoalueelle osuu useita ilmakehän kaasujen vaimennuspiikkejä. Ilmakehän hapella on vaimennuspiikit taajuuksilla 60 sekä 119 GHz ja vesihöyryllä taajuudella 183 GHz. Näiden vaimennuspiikkien alueella ilmakehä vaimentaa millimetriaaltosignaalia hyvin voimakkaasti, jopa useita kymmeniä desibelejä kilometrillä. Tätä ilmiötä voidaan käyttää hyväksi esimerkiksi satelliittien välisessä tietoliikenteessä, jolloin ilmakehä estää lähetyksiä häiritsemästä maanpäällisiä järjestelmiä. Maanpäällisissä järjestelmissä vaimennuspiikkejä voidaan hyödyntää esimerkiksi langattomissa lähiverkoissa tai solukoverkoissa alueilla, joissa liikennetiheys on suuri ja tarvitaan hyvin pieniä soluja. Tällaisessa verkossa voidaan ilmakehän vaimennuksen ansiosta sama taajuuskanava käyttää jo hyvinkin lyhyen matkan päässä uudelleen ilman, että samakanavahäiriö kasvaa liian suureksi. Verkkojen pystyttäminen ja ylläpitäminen ei vaadi käyttäjältä radiolupaa, vaan kuka tahansa voi pystyttää tarvittaessa tällaisen lähiverkon. Myös erilaisissa sotilassovelluksissa voidaan hyödyntää sitä seikkaa, että lähetystä ei voida havaita enää suhteellisen lyhyen matkan päästä [1].

Ilmakehän kaasujen vaimennuspiikkien välissä sijaitsevia matalan vaimennuksen alueita kutsutaan ikkunoin. Näillä taajuuksilla signaalin vaimennus on huomattavasti vähäisempää ja niitä voidaan käyttää hyvin suurikapasiteettisissa maanpäällisissä radiolinkeissä tai satelliittitietoliikennesovelluksissa tai vastaavasti

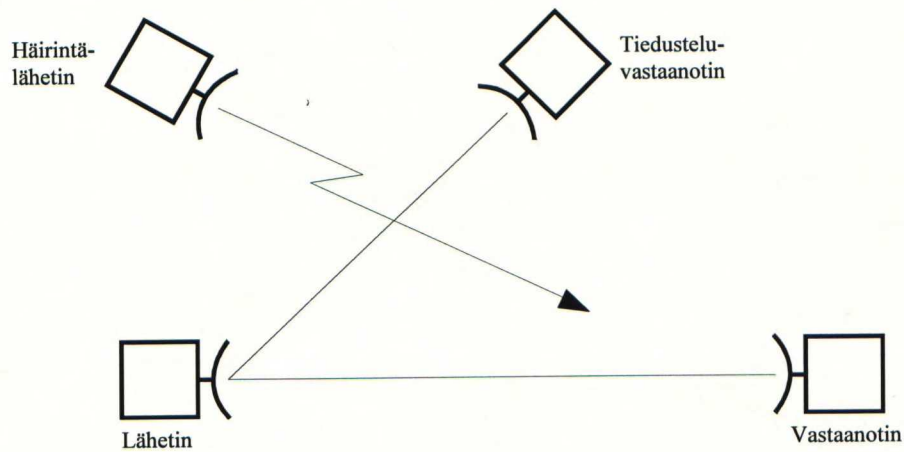


Kuva 1 Ilmakehän aiheuttama vaimennus millimetriaaltoalueella.

millimetriaaltoalueen tutkasovelluksissa yms. Kukin näistä ikkunoista sisältää enemmän käyttökelpoista taajuuskaistaa kuin koko alemmilla taajuuksilla käytössä oleva spektri yhteensä.

Sadevaimennus on koko millimetriaaltoalueella huomattavaa, jopa useita kymmeniä desibelejä kilometrillä. Tästä syystä millimetriaaltoalueella toimittaessa on yleensä varauduttava tietyllä todennäköisyydellä sateen aiheuttamiin epäkäytettävyyssjaksoihin. Sadevaimennusta voidaan yrittää kompensoida lähetystehoa lisäämällä, mutta hyvin voimakkaissa vaimennustapauksissa tämä johtaa epärealistisen suuriin lähetystehoihin. Lisäksi kasvillisuus ja yhteysvälillä olevat esteet aiheuttavat millimetriaaltoalueella hyvin voimakasta vaimennusta, joten yhteysvälillä tulee yleensä olla suora näköyhteys lähettimestä vastaanottimeen.

Lyhyet millimetriaallot mahdollistavat hyvin pienikokoisten laitteiden valmistamisen. Myös voimakkaasti suuntaavia mutta pienikokoisia antenneja on helppo käyttää tällä taajuusalueella. Pienikokoisten millimetriaaltokomponenttien valmistus vaatii toisaalta erityisen tarkkoja valmistusmenetelmiä, mikä puolestaan on tähän asti estänyt millimetriaaltojen runsaamman käytön ja nostanut tämän tekniikan kustannuksia. Nykyään millimetriaaltoalueen komponentteja alkaa kuitenkin olla jo saatavana kaupallisesti. Myös MMIC-tekniikan (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) kehitys on mahdollistanut luotettavien millimetriaaltolaitteiden valmistuksen suurinakin sarjoina, ja tämän tekniikan kehitys jatkuu kaiken aikaa. Käynnissä on myös useita kansainvälisiä hankkeita, joissa kehitetään ja tutkitaan millimetriaaltoalueen käyttöä tulevaisuuden tietoliikennejärjestelmissä.



Kuva 2 Tyypillinen tilanne, jossa suojattuja radioyhteyksiä käytetään.

1.2. Suojattu radioyhteys

Suojatulla radioyhteydellä tarkoitetaan tässä työssä yhteyttä, jonka olemassaoloa ulkopuolinen tarkkailija ei pysty havaitsemaan. Näin ollen yhteysvälillä siirrettävä tieto ja lähettimen sekä vastaanottimen sijainti pysyvät salassa. Tällaisesta suojatusta radioyhteydestä käytetään englanninkielistä nimitystä LPI-radioyhteys (*Low Probability of Intercept*). Tässä diplomityössä keskitytään nimenomaan mahdollisuuden toteuttaa tällainen suojattu radioyhteys millimetriaaltoalueen radiolinkillä. Kuva 2 selvittää tilannetta, jossa suojattuja radioyhteyksiä käytetään. Kuvassa 2 on esitetty myös mahdollinen häirintälähetin, jonka tarkoituksena on heikentää yhteysvälin laatua lähettämällä voimakasta häirintäsignaalia. Tehokas häirinnän käyttö vaatii kuitenkin ensin lähetyksen havaitsemisen. Häiriöt voivat olla myös tahattomia samalla taajuusalueella toimivien muiden järjestelmien aiheuttamia häiriöitä.

Suojattua radioyhteyttä millimetriaaltoalueen radiolinkeillä toteutettaessa voidaan käyttää hyväksi esimerkiksi ilmakehän kaasujen vaimennuspiikkejä. Esimerkiksi 60 GHz:n taajuusalueella saadaan ilmakehän hapen aiheuttamaa lisävaimennusta parhaimmillaan noin 15 desibeliä kilometrin matkalla. Lyhyellä yhteysetäisyydellä vaimennus ei huononna yhteyden laatua, mutta estää signaalin luvattoman vastaanoton ja havaitsemisen jo suhteellisen lyhyen matkan päässä. Myös hajaspektritekniikkaa voidaan käyttää suojatun radioyhteyden muodostamiseen. Muita signaalin salaamisen kannalta edullisia ratkaisuja ovat voimakkaasti suuntaavien antennien käyttö ja täten lähetystehon pitäminen mahdollisimman pienenä sekä tiedon lähettäminen lyhyinä purskeina, jolloin signaalin havaitsemisen todennäköisyys pienenee.

Tarkasteltavassa tapauksessa suojatuilla radioyhteyksillä tulisi liittää toisiinsa useita erillisiä lähiverkkoja (Ethernet eli IEEE 802.3, *Institute of Electrical and Electronics Engineers*). Radioyhteydet ovat erityisen käyttökelpoisia lähiverkkojen yhdistämisessä tapauksissa, joissa verkon konfiguraatio muuttuu usein. Tällöin ei verkkojen sijaintia muutettaessa tarvitse joka kerta vetää uusia kaapeleita erillisten lähiverkkojen välille. Myös verkkojen käyttöympäristö voi asettaa rajoituksia kaapelien vetämiselle, jolloin voidaan käyttää radioyhteyksiä lähiverkkojen välillä. Esimerkiksi kaupunkialueella erillisissä rakennuksissa sijaitsevat lähiverkot on helpompi ja halvempi liittää toisiinsa ra-

diolinkin avulla kuin kaivaa katu auki kaapelin vetämistä varten. Tarvittavat yhteysetäisyydet ovat tarkasteltavassa tapauksessa melko lyhyitä, suuruusluokkaa 200...300 metriä. Erityistä huomiota on kiinnitettävä suojautumiseen ilmasta käsin tapahtuvaa tiedustelua vastaan.

Langattoman yhteyden siirtokapasiteetin tulee vastata Ethernet-verkon kapasiteettia, eli sen on oltava vähintään 10 Mbit/s. Yhteyden tulee olla täysin läpinäkyvä eikä se saa rajoittaa lähiverkkojen toimintaa millään lailla. Toiminnallisesti erilliset lähiverkot yhdistävä verkkokomponentti voi olla toistin, silta, reititin tai jokin muu atk-verkon rakenneosa. Paras ratkaisu olisi täysin itsenäisesti toimiva yksikkö, joka vain liitetään olemassaolevaan Ethernet-lähiverkkoon.

2. Verkkoratkaisut

ISO (*International Standards Organization*) on luonut seitsemänkerroksisen mallin kuvaamaan tiedonsiirtoverkon toimintaa. Tätä mallia kutsutaan ISO:n OSI-malliksi (*Open Systems Interconnection*). OSI-mallissa jokainen kerros suorittaa jotain tiettyä tehtävää, ja kerrokset on valittu siten, että informaatiovirta kerrosten välillä on mahdollisimman pieni. Kunkin kerroksen voidaan ajatella keskustelevan suoraan toisen pään vastaavan kerroksen kanssa, eikä ylempien kerrosten tarvitse välittää siitä, miten alemmat kerrokset käytännössä hoitavat tiedon siirtämisen eteenpäin. Ylemmät kerrokset vain käyttävät alempien kerrosten tarjoamia palveluita. OSI-mallin pohjalta voidaan yhdistää toisiinsa erilaisia tiedonsiirtoverkkoja.

OSI-mallin ensimmäinen eli alin kerros on nimeltään fyysinen kerros (*physical layer*). Fyysisen kerroksen tehtävänä on yksinkertaisesti siirtää bittejä kahden aseman välillä. Fyysinen kerros huolehtii siirrettävän tiedon sovittamisesta käytettävälle siirtotielle, kuten vaikkapa Ethernet-kaapeliin tai radiotielle.

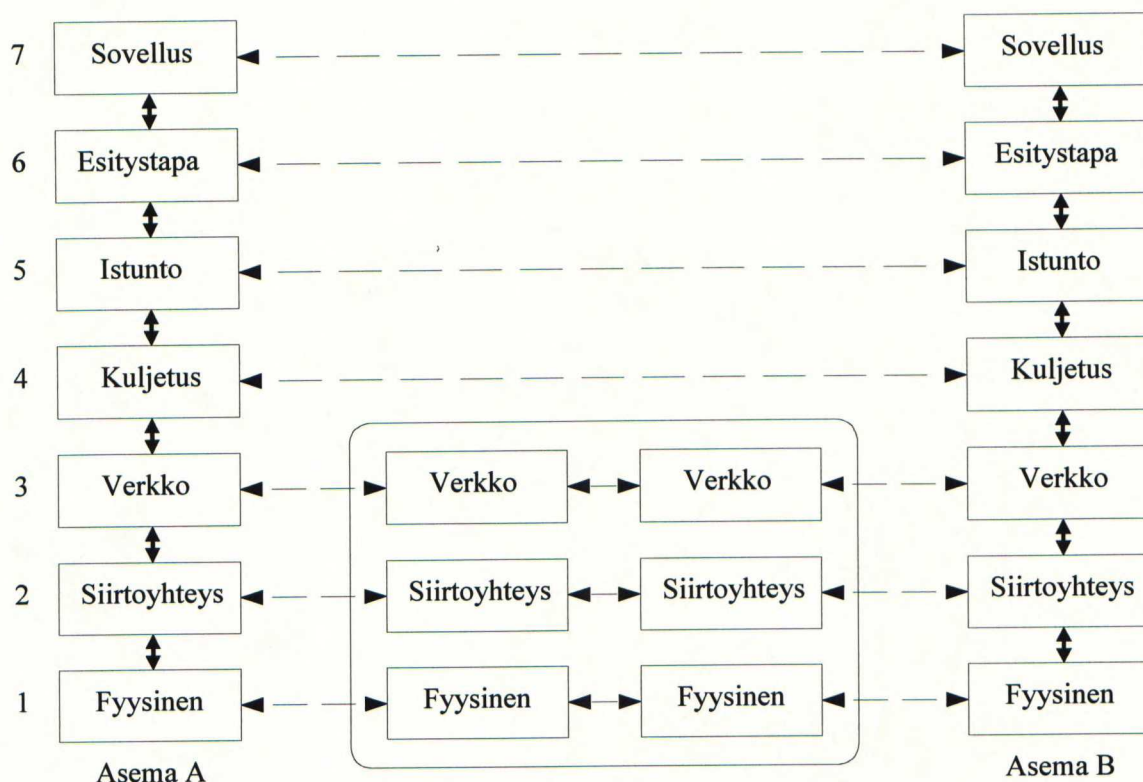
Toinen kerros on nimeltään siirtoyhteyserros (*data link layer*). Siirtoyhteyserros huolehtii tiedonsiirron synkronoinnista ja siitä, että fyysisen kerroksen siirtämät bitit siirtyvät virheettömästi asemien välillä. Siirtoyhteyserros jakaa lähetettävän bittivirran kehyksiksi, ja huolehtii kehysten kuitaamisesta ja mahdollisista uudelleenlähetyksistä.

Kolmas kerros on nimeltään verkkokerros (*network layer*), ja se kontrolloi alempien kerrosten toimintaa. Verkkokerroksen tehtäviin kuuluu myös yhteyden muodostaminen, ylläpitäminen ja purkaminen sekä lähetetyn tiedon reititys lähettäjältä vastaanottajalle. Verkkokerros myös pitää kirjaa lähetetyistä paketeista laskutusta ja muita verkon operaattorin tarpeita varten. Tällä kerroksella myös ratkaistaan erilaisten verkkojen yhdistämisestä aiheutuvat ongelmat.

Neljäs kerros on kuljetuserros (*transport layer*). Kuljetuserroksen tehtävänä on muodostaa ylempien kerrosten tarvitsemat siirtoyhteydet ja tarjota virheetön päästä-päähän yhteys verkon käyttäjälle. Kuljetuserros myös huolehtii tarvittaessa datan multipleksoinnista. Kuljetuserroksesta ylöspäin kaikkien OSI-mallin kerrosten voidaan ajatella keskustelevan suoraan vastaanottajan vastaavan kerroksen kanssa, eli kyseessä on todellinen päästä-päähän yhteys. OSI-kerroksilla 1...3 ainoastaan vierekkäiset asemat keskustelevat keskenään, mutta todellinen yhteys lähettäjältä vastaanottajalle saattaa sisältää useita tällaisia hyppyjä.

Viides kerros on istuntokerros (*session layer*), joka nimensä mukaisesti muodostaa eri koneiden välisiä istuntoja. Istuntokerros huolehtii myös lähetysvuorojen jakamisesta eri asemille sekä lähetysten synkronoinnista.

Kuudes kerros on nimeltään esitystapakerros (*presentation layer*). Alemmat kerrokset ovat vain kiinnostuneita siirtämään tietoa luotettavasti paikasta toiseen, kun taas



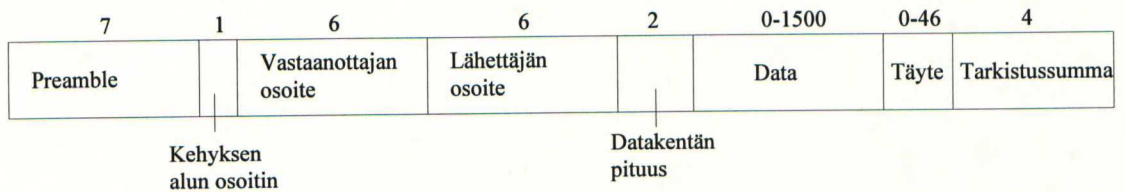
Kuva 3 ISO:n OSI-malli.

esitystapakerros huolehtii siitä, missä muodossa siirrettävä tieto on. Esitystapakerros muuttaa järjestelmässä käytettävät symbolit, kuten esimerkiksi numerot tai kirjaimet, sellaiseen muotoon, jossa ne voidaan lähettää järjestelmiä yhdistävälle siirtotielle. Esitystapakerroksessa huolehditaan myös tarvittaessa lähetettävän datan pakkaamisesta ja salaamisesta.

Ylin eli seitsemäs OSI-mallin kerros on sovelluskerros (*application layer*). Sovelluskerroksessa pyörivät erilaiset järjestelmän sisältämät sovellukset, kuten esimerkiksi sähköposti yms. Tässä kerroksessa myös huolehditaan siirrettävien tiedostojen yhteensopivuudesta vastaanottavan järjestelmän kanssa [2], [3], [4].

2.1. Ethernet-verkon toiminta

Ethernet-verkon toiminta on määritelty standardissa IEEE 802.3 tai ISO 8802-3. Ethernet-verkossa kukin verkon asema kuuntelee kaapelissa tapahtuvaa liikennettä, ja mikä tahansa asema voi lähettää heti todettuaan ettei kaapelissa ole sillä hetkellä liikennettä. Jos kaapeli on varattu, asema odottaa, kunnes se toteaa kaapelin vapaaksi. Mikäli kaksi asemaa aloittaa lähetyksen samanaikaisesti, tapahtuu törmäys. Heti havaittuaan törmäyksen tapahtuneen asema keskeyttää lähetyksen ja lähettää kohinapurskeen varoittaakseen muita asemia törmäyksestä. Tällöin kaikki asemat lakkaavat lähettämästä, ja odottavat satunnaisen ajan, minkä jälkeen asemat lähettävät törmäyksen aikana keskeytyneet sanomat uudestaan. Tällaista yhteysprotokollaa kutsutaan CSMA/CD-tyypiksi (*Carrier Sense Multiple Access - Collision Detection*).



Kuva 4 Ethernet-kehyksen rakenne.

Kilpavarausmenettelystä johtuen on Ethernet-verkon läpäisevän liikenteen maksimiarvo noin 4 Mbit/s. Mikäli tarjottu liikenne kasvaa tätä suuremmaksi, alkaa läpimenevän liikenteen osuus laskea uusintayritysten määrän kasvamisen myötä. Käytännössä keskimääräinen kuormitus Ethernet-verkossa voi olla noin 2,5 Mbit/s [3]. Tällöin verkossa tapahtuvat törmäykset eivät vielä aiheuta havaittavaa viivettä verkon toimintaan. Mikäli verkossa on vain vähän lähetettäviä asemia, saadaan keskimääräistä siirtonopeutta tietysti kasvatettua tästä arvosta.

Ethernet-kehyksessä on alussa seitsemän tavun mittainen *preamble*-osa, jossa jokainen tavu sisältää bittikuvion 10101010. Näin saadaan aikaiseksi 5,6 mikrosekunnin mittainen kymmenen megahertsin sakara-aalto, jota käytetään vastaanottimen kellon synkronointiin. Kehyksen kahdeksas tavu osoittaa varsinaisen kehyksen alkamiskohdan, ja se sisältää bittikuvion 10101011. Seuraavaksi tulevat ensin vastaanottajan ja sitten lähettäjän osoitteet, jotka kumpikin ovat kuuden tavun mittaisia. Kaksi seuraavaa tavua ilmoittavat varsinaisen datakentän pituuden, joka voi vaihdella välillä 0...1500 tavua. Törmäysten hallinnan takia lähetettävän kehyksen tulee olla vähintään 64 tavun mittainen. Tämän vuoksi kehyksessä on varattu tilaa 0...46 täytetavulle, mikäli datakentän pituus on alle 46 tavua. Lopuksi Ethernet-kehyksessä on neljän tavun mittainen tarkistussumma, jota käytetään siirrossa tapahtuneiden virheiden ilmaisemiseen [2]. Kehyksen pituus siis vaihtelee välillä 72...1526 tavua eli 576...12208 bittiä, kun lasketaan mukaan myös *preamble*-osa ja kehyksen alkamisen osoittava tavu.

Useamman Ethernet-verkon kytkeminen voidaan suorittaa joko toistimien tai siltojen avulla. Valinta riippuu kytkettävien verkkojen tyypistä ja laajuudesta. Jos verkossa siirretään reaaliaikaista dataa, kuten esimerkiksi puhetta tai videokuvaa, on verkon viive ja erityisesti viiveen vaihtelu toiminnan kannalta kriittinen kohta. Mikäli siirrettävä data on still-kuvia, grafiikkaa, tekstiä tms., ei siirto edellytä reaaliaikaista yhteyttä, jolloin verkon viive ei ole yhtä kriittinen. Toki myös tällöin hyvin pitkä siirtoviive voi aiheuttaa ongelmia joissakin sovelluksissa, tai ainakin se on käyttäjän kannalta kiusallinen.

Erityyppisten lähiverkkojen yhdistämisessä voidaan käyttää myös reitittämiä, jotka toimivat OSI-mallin kolmannella eli verkkokerroksella. Reititintä käytetään yleensä tilanteissa, joissa tietosuojaan on kiinnitettävä erityistä huomiota [4].

2.1.1. Toistintyyppinen linkki

Toistin on kaksi tai useampia erillisiä lähiverkkoja yhdistävä laite, joka vastaanottaa tulevan datan, vahvistaa sen ja lähettää datan edelleen joka suuntaan bitti bitiltä sitä mukaa kuin dataa saapuu. Toistin ei signaalin vahvistamisen lisäksi suorita muita toimenpiteitä välittämälleen datalle. Verkoissa olevien laitteiden kannalta toistin siis näyttää sa-

malta kuin puhdas kaapeli, lukuunottamatta toistimen aiheuttamaa pientä lisäviivettä. ISO:n OSI-mallissa toistimen toiminta tapahtuu alimman eli fyysisen kerroksen tasolla.

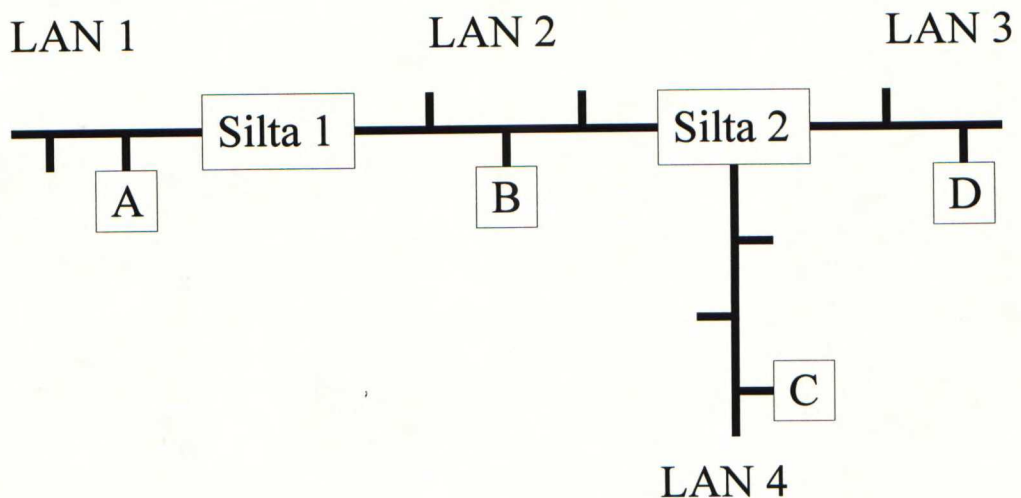
Ethernet-verkon suurin sallittu kaapelin pituus on 500 metriä (IEEE:n standardi 802.3 tai ISO 8802-3). Toistimia käytetään, jotta saataisiin yhdistettyä samaan verkkoon tätä kauempana sijaitsevia laitteita. Jotta toistimia sisältävä verkko näyttäisi käyttäjän kannalta samalta kuin puhdas kaapeli, tulee toistimien aiheuttaman viiveen pysyä Ethernet-verkon sallimissa rajoissa. Tästä syystä Ethernet-standardi myös määrää, että yhteysvä-
lillä saa olla korkeintaan neljä toistinta. Liian pitkä viive yhteysvälillä aiheuttaa sen, että lähettäjä ei saa tietoa mahdollisesta törmäyksestä, ennenkuin koko kehys on jo ehditty lähettää. Törmäysten havaitseminen ja annetut viiverajat edellyttävät, että kukin asema pystyy lähetyksen aikana myös kuuntelemaan siirtotien liikennettä, mikä edellyttää full-duplex toimintaa, jos toistin toteutetaan radiolinkillä [2].

2.1.2. Ethernet-verkot yhdistävä silta

Useamman Ethernet-verkon kytkemiseen käytetty silta eroaa vastaavassa tehtävässä toimivasta toistimesta siten, että silta tutkii jokaisen vastaanottamansa kehyksen sisällön ja lähettää eteenpäin vain ne kehykset, jotka on osoitettu siirrettäväksi toiseen verkkoon. Täten sillan tulee tuntea kaikkien asemien sijainti verkossa, jotta se osaa lähettää kunkin kehyksen oikeaan suuntaan. Silta voi myös suorittaa muita siirtoon liittyviä toimenpiteitä, kuten esimerkiksi tarkistussummien laskemista siirtovirheiden havaitsemiseksi. Samoin silta voi suorittaa verkon turvallisuuteen liittyviä tarkistuksia. Voidaan esimerkiksi estää tietyn tyyppisen tiedon siirtyminen verkosta toiseen. Sillan avulla on myös mahdollista yhdistää kaksi eri tyyppistä lähiverkkoa toisiinsa, kuten vaikkapa Ethernet- ja TokenBus-tyyppiset verkot. Tällöin sillan tulee pystyä muuttamaan välittämiensä kehysten rakennetta vastaamaan määränpäänä olevan verkon kehysrakennetta. ISO:n OSI mallissa silta ylettyy toiselle eli siirtoyhteyskerrokselle ja siinä MAC-alikerrokselle (*Medium Access Control sub-layer*), jonka toiminta on määritelty standardissa ISO 8802. Koska silta käsittelee välittämäänsä dataa kehyksinä, täytyy sillassa olla riittävästi puskurikapasiteettia.

On olemassa IEEE:n standardiin 802 (ISO 8802) perustuva malli lähiverkot kytkevälle täysin läpinäkyvälle sillalle. Sillan toiminta on täysin automaattista, eikä vaadi verkon käyttäjältä mitään verkon ylläpitoon liittyviä toimenpiteitä. Silta vain kytketään kahden tai useamman verkon välille, eikä se vaikuta olemassa olevien verkkojen sisäiseen toimintaan millään tavalla.

Kun silta vastaanottaa verkosta kehyksen, täytyy sen päättää lähettääkö se kehyksen eteenpäin johonkin toiseen verkkoon vai ei. Tällöin sen tulee tuntea asemien sijainti eri verkoissa. Tätä varten silta sisältää taulukon, josta ilmenevät kaikkien asemien paikat verkossa. Kun silta kytketään päälle, se ei aluksi tunne asemien sijaintia, vaan se lähettää vastaanottamansa kehykset eteenpäin kaikkiin verkkoihin, paitsi siihen, josta kehys on tulossa. Samalla se tutkii kehyksestä lähettäjän osoitteen ja päivittää sen omaan taulukkoonsa. Näin silta saa vähitellen selville kaikkien asemien sijainnit, jolloin se lähettää vastaanottamansa kehykset vain siihen suuntaan, josta vastaanottaja löytyy. Tätä algoritmia kutsutaan "Baranin takaperin oppimiseksi" (*Baran's backward learning*). Jos esimerkiksi kuvassa 5 siltaan 1 saapuu lähiverkosta LAN 2 kehys, jossa lähettäjä on



Kuva 5 Neljä Ethernet-lähiverkkoa yhdistettynä kahden sillan avulla.

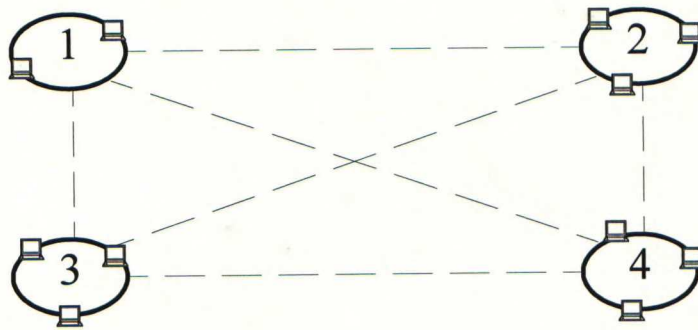
asema C, merkitsee silta taulukkoonsa, että asema C tavoitetaan verkon LAN 2 kautta. Sillan ei tarvitse välittää siitä, että asema C ei itseasiassa sijaitsekaan verkon LAN 2 alueella, vaan sille osoitetut kehykset joudutaan siirtämään vielä toisenkin sillan yli [2].

Sillan ei tarvitse välittää Ethernet-verkolle määritellyistä viiverajoista, vaan silta voi tallettaa vastaanottamansa kehyksen puskuriinsa ja lähettää sen sopivan hetken tultua eteenpäin. Niinpä silta on mahdollista toteuttaa radiolinkillä half-duplex tyyppisenä, jolloin käytetään samaa kanavaa sekä lähetykseen että vastaanottoon. Sillan aiheuttama viive ei tietenkään saa kasvaa liian suureksi, sillä kovin suuri viive on verkon käyttäjän kannalta kiusallinen.

2.2. Verkon topologia

2.2.1. Point-to-multipoint tyyppinen verkko

Point-to-multipoint tyyppisessä verkossa jokaisesta erillisestä verkosta on suora yhteys kaikkiin muihin verkkoihin, jolloin minkä tahansa kahden verkon välillä tarvitaan ainoastaan yksi hyppy. Tällöin minimoidaan verkkojen välisessä siirrossa syntyvä viive. Point-to-multipoint yhteyden saavuttamiseksi tulee radiolinkeissä käyttää ympärisäteileviä antennejä. Vaihtoehtoisesti voidaan myös käyttää useampia suuntaavia antennejä, jolloin kustakin lähiverkosta on erilliset point-to-point tyyppiset yhteydet kaikkiin muihin verkkoihin. Ympärisäteileviä antennejä käyttävä linkki on helpompi havaita kuin suuntaavia antennejä käyttävä linkki, sillä ympärisäteilevän antennin lähetys on havaittavissa joka suunnasta samalla todennäköisyydellä. Ympärisäteilevä vastaanottoantenni vaatii myös suuren lähetystehon verrattuna samaan yhteysväliin käytettäessä suuntaavia antennejä. Millimetriaaltoalueen linkkejä käytettäessä vaaditaan myös näköyhteys lähettimen ja vastaanottimen välillä. Näköyhteyden järjestäminen kaikkien lähetin vastaanottimien välille puolestaan rajoittaa erillisten verkkojen sijoitusmahdollisuuksia.



Kuva 6

Point-to-multipoint-tyyppisillä yhteyksillä toteutettu verkko, jossa jokaisesta erillisestä lähiverkosta on suora yhteys kaikkiin muihin verkkoihin.

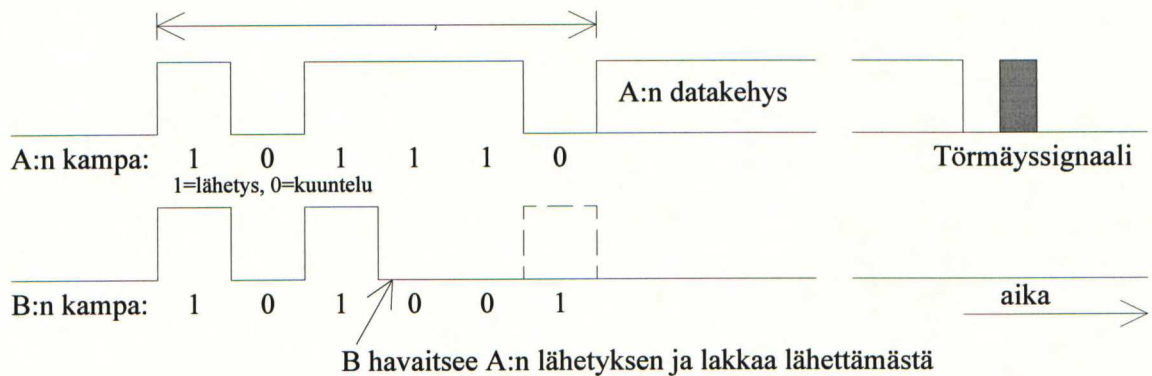
Point-to-multipoint-tyyppisessä verkossa voidaan käyttää ALOHA-tyyppistä varausta lähetyksvuorojen jakamisessa. ALOHA on kilpavarausmenetelmä, joka muistuttaa hyvin paljon Ethernet-verkon varaustapaa, eli siinä kukin asema kuuntelee muiden lähetyksiä ja voi aloittaa oman lähetyksensä milloin tahansa todettuaan muiden asemien olevan hiljaisia. Mikäli samanaikainen lähetyks ja kuuntelu ei ole mahdollista, voidaan törmäysten havaitsemiseksi käyttää ns. slotted-ALOHA-varausta, jolloin kullekin asemalle on varattu tietty aikaväli lähetyksen aloittamiselle, mikäli muut asemat ovat sillä hetkellä hiljaa. Tämän tyyppisessä yhteyksikäytännössä asemien kellojen synkronointi tuottaa ongelmia, sillä eri asemilla tarvitaan hyvin tarkat kellot, jotta lähetyksen aloittaminen tapahtuu aina oikeassa aikavälissä.

Toinen tapa hoitaa lähetyksvuorojen jako on esitetty ETSI:n (*European Telecommunications Standards Institute*) valmisteilla olevassa Hiperlan (*High Performance Radio Local Area Network*) standardissa [5]. Tämä ns. kampamenetelmä on suunniteltu nimenomaan sellaista radioyhteyttä varten, jolla samanaikainen lähetyks ja siirtotien kuuntelu eivät ole mahdollisia (half-duplex). Kampamenetelmässä jokaista lähetyksä edeltää sarja peräkkäisiä lähetyks- ja vastaanottojaksoja, jotka on määritelty asemakohtaisesti. Lähetyksjaksojen aikana ei lähetetä varsinaista dataa. Kuuntelujaksojen aikana asema havaitsee mahdolliset samanaikaiset lähetyksyritykset jo ennen varsinaisen kehyksen lähetyksen alkamista. Havaitessaan samanaikaisen lähetyksen asema lopettaa oman lähetyksensä ja yrittää uudestaan, kun siirtotie on jälleen vapaa. Jos kampajakson aikana ei havaita muita lähetyksyrityksiä, lähetetään varsinainen datakehys. Kampamenetelmä tarjoaa automaattisesti asemien välille prioriteettiä, sillä törmäyksen sattuessa "suurimman" kampasignaalin omaava asema pääsee aina lähettämään, koska se ei kuule muita lähetyksyrityksiä. Mikäli vastaanotin havaitsee siirrosta virheen, aktivoi se lähetyksen jälkeen törmäyssignaalin, joka muistuttaa Ethernet-verkon törmäystä seuraavaa kohinapursketta ja jonka kuultuaan lähettäjä tietää yrittää saman kehyksen uudelleenlähetyksä. Kuva 7 selventää kampamenetelmän toimintaa.

Kampamenetelmän etuja ovat:

- törmäysten havaitseminen ei vaadi full-duplex yhteyttä
- sopii yhtä hyvin point-to-multipoint- ja point-to-point-yhteyksille
- tarjoaa asemien välille prioriteettiä (ei aina toivottava ominaisuus)

Kampajakso aiheuttaa tietenkin hieman lisäviivettä sillan toimintaan, mutta toisaalta uudelleenlähetyksien tarve pienenee, sillä törmäystapauksessakin korkeimman



Kuva 7 Kampamenetelmän toiminta kahden lähetysaseman tapauksessa.

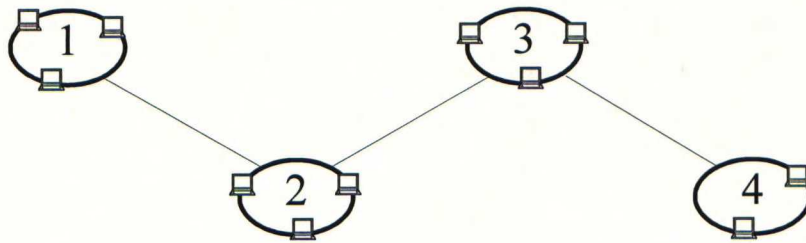
prioriteetin omaava asema saa kehyksensä lähetettyä. Prioriteetti puolestaan voi aiheuttaa ongelmia ruuhkaisella yhteydellä matalan prioriteetin omaavien asemien puskurien täytyessä vain korkeimpien prioriteettien asemien saadessa kehyksensä lähetettyä. Jos prioriteetti verkossa ei ole toivottavaa, voidaan kampasignaali arpoa jokaista lähetystä varten erikseen, jolloin mikään asema ei jää muiden jalkoihin. Tällöin tietysti menetetään täydellinen törmäysten havaitsemiskyky. Kampamenetelmän tekninen toteutus vaatii nopeita kytkimiä antennihaarassa, sillä yhden kampajakson pituudeksi on Hiperlan-standardissa suunniteltu 4 μ s.

2.2.2. Point-to-point tyyppinen yhteys

Käytettäessä point-to-point tyyppisiä linkkejä erillisten lähiverkkojen välillä tarvitsee kustakin lähetinvastaanottimesta olla näköyhteys vain yhteen tai kahteen toisen verkon lähetinvastaanottoon. Näin saadaan erilliset lähiverkot liitettyä yhteen ketjumaiseksi verkoksi. Tämä mahdollistaa erillisten verkkojen vapaamman sijoittelun laajemmalle alueelle. Mahdollinen siirtoviive kasvaa ketjumaisessa verkossa johtuen siitä, että lähetettyä kehystä joudutaan siirtämään mahdollisesti useamman verkon välillä.

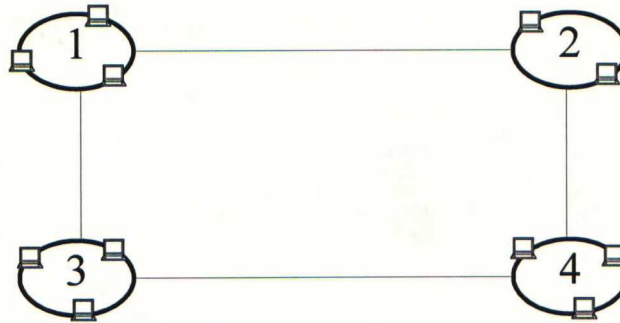
Point-to-point tyyppisellä yhteydellä törmäys syntyy vain siinä tapauksessa, että samalla yhteysvälillä linkin molemmat päät aloittavat lähetysten samanaikaisesti. Tämä voidaan estää esimerkiksi jakamalla aika sopiviin väleihin siten, että kullakin aikavälillä lähetys on sallittu vain toiseen siirtosuuntaan, mikäli linkin toinen pää on sillä hetkellä hiljaa. Tämä vastaa point-to-multipoint verkon slotted-ALOHA yhteyskäytäntöä sillä erolla, että lähetysvuoroa on jakamassa vain kaksi asemaa. Tällöin sillan molemmissa päissä olevat kellot on jälleen saatava keskenään tarkasti tahdistetuiksi. Myös edellisessä kappaleessa esitetty ETSI:n Hiperlan standardin kampavaraus toimii hyvin myös point-to-point yhteydellä, joskin kampajakson kuhunkin lähetykseen aiheuttama viive lisää sillan aiheuttamaa kokonaisviivettä ehkä turhaankin vain kahden aseman kilpaillessa lähetysvuorosta. Toisaalta kampa-menetelmän käyttö mahdollistaisi samojen siltojen käytön sekä point-to-point että point-to-multipoint tyyppisessä verkossa vain käyttämällä erilaisia antennoja sekä sovittamalla lähetysteho käytettyyn verkkotopologiaan.

Ketjumaisessa verkossa voidaan käyttää voimakkaasti suuntaavia antennoja, jolloin lähetysten havaitseminen on huomattavasti vaikeampaa kuin ympärisäteileviä antennoja käytettäessä. Käytännössä havaitsejan tulee olla lähetysantennin pääkeilan suunnassa,



Kuva 8

Point-to-point tyyppisillä linkeillä toteutettu verkko, jossa erilliset lähiverkot muodostavat ketjumaisen verkon.



Kuva 9

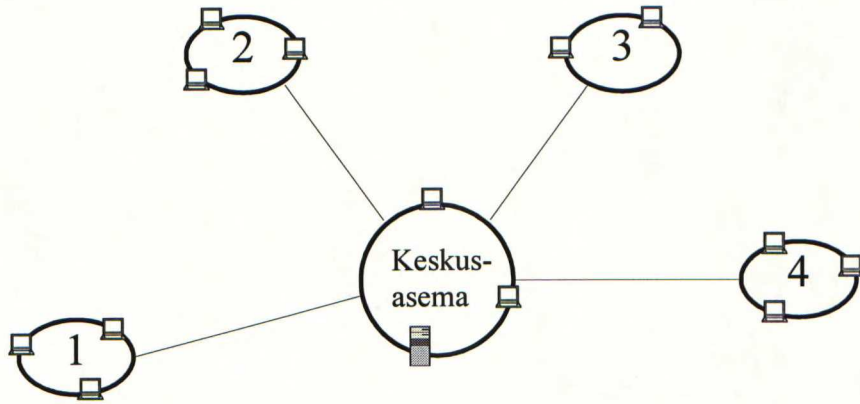
Point-to-point tyyppisillä linkeillä toteutettu rengasmainen verkko.

jotta lähetys voidaan havaita. Tällöinkin tiedusteluvastaanottoon tuleva teho on kuitenkin huomattavasti pienempi kuin vastaavalla etäisyydellä ympärisäteileviä antennoja käytettäessä. Suuntavia antennoja käytettäessä myöskään monitie-etenemisen aiheuttama häipyminen ei ole yhtä voimakasta kuin ympärisäteileviä antennoja käytettäessä.

Mikäli ketjumaisen verkon päät yhdistetään, saadaan aikaiseksi rengasmainen verkko. Rengasverkon etuna on se, että kaikkiin asemiin saadaan yhteys kahta eri tietä käyttäen, jolloin yhden linkin vioittuminen ei sulje osaa erillisistä verkoista yhteisen verkon ulkopuolelle, vaan niihin saadaan yhteys käyttäen toista siirtosuuntaa. Rengasverkon tapauksessa sillan tulee tuntea jokaiselle asemalle ensisijainen siirtosuunta, jota käytetään normaalitilanteessa. Tämä on yleensä lyhyin tie kunkin aseman datalle. Vikatilanteissa silta käyttää vaihtoehtoista siirtosuuntaa, jolloin verkon viive saattaa hieman kasvaa, mutta kehykset saadaan kuitenkin toimitettua perille. Rengasverkon tapauksessa pitää huolehtia siitä, että samaa kehystä ei lähetetä kuin yhtä siirtosuuntaa käyttäen. Täten edellä kuvattu oppimismenetelmä "Baranin takaperin oppiminen" ei sovellu käytettäväksi rengasverkon yhteydessä, sillä tässä menetelmässä saapuvat kehykset lähetetään aluksi kaikkiin siirtosuuntiin. Rengasverkon tapauksessa eri asemien sijainti yhdistettävissä verkoissa on ohjelmoitava siltojen taulukoihin verkkoa pystytettäessä. Mikäli verkot sijaitsevat aina keskenään samassa järjestyksessä, voidaan asemien sijainti tietysti ohjelmoida pysyvästi siltojen muistiin.

2.2.3. Tähtimäinen tai puumainen verkko

Point-to-point ja point-to-multipoint linkkien yhdistelmänä voidaan muodostaa tähtimäinen verkko. Tässä tapauksessa yksi asema toimii tukiasematyyppisenä keskusasemana, jossa käytetään ympärisäteilevää antennia ja jonka liikennekapasiteetti on suuri. Kaikki verkon liikenne kulkee keskusaseman kautta, joka välittää kehykset eteenpäin.



Kuva 10 Tähtimäinen verkko, jossa kaikki liikenne kulkee keskusase-
man kautta.

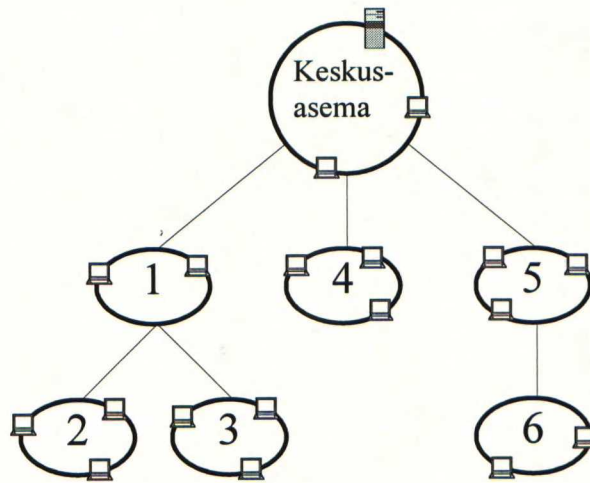
Muissa erillisissä lähiverkoissa käytetään suuntaavia antennia, ja ne ovat yhteydessä vain keskusase-
man kanssa. Toiminta on samantyylistä kuin solukkon verkon yhden solun toiminta.

Yhteyden salaamisen kannalta tähtimäinen verkko on hieman parempi kuin point-to-multipoint tyyppinen verkko, sillä kauimmillaan signaali on havaittavissa vain verkon haaroissa olevien lähetysantennien pääkeilan suunnassa. Keskusase-
man ympärisäteilevän antennin lähetysteho-
ta tarvitaan huomattavasti vähemmän kuin point-to-multipoint verkon antennien tapauksessa. Ketjumaiseen verkkoon verrattuna tähtimäinen verkko on helpompi havaita, sillä tähtimäisen verkon haaroissa sijaitsevien lähettimien lähetyste-
hon pitää olla ketjumaisen verkon lähettimien lähetysteho-
ta suurempi, jotta saavutetaan sama signaali-kohinasuhde vastaanottimessa. Tähtimäisen verkon suurin haitta on kui-
tenkin siinä, että tarvitaan yksi suurikapasiteettinen keskusase-
ma, jonka toiminnasta ko-
ko verkon liikenne on riippuvainen ja jota ei voida vikatilanteessa korvata verkon muilla ase-
milla.

Ympärisäteilevän antennin sijasta keskusasemalla voidaan käyttää myös useampaa suuntaavaa antennia. Tällöin keskusasemalla on erilliset point-to-point tyyppiset yhtey-
det kunkin tähtimäisen verkon haaran kanssa. Tällainen verkko vastaa yhteyden sa-
laamisen kannalta täysin edellä esitettyä ketju- tai rengasverkkoa.

Toinen verkkotyyppi, jossa käytetään sekä point-to-point että point-to-multipoint tyyppisiä linkkejä on puumainen verkko. Tässäkin verkossa yksi solmu toimii keskussol-
muna, joka hoitaa tiedon reititykseen ja verkon hallintaan liittyviä tehtäviä, kuten tähti-
mäisessäkin verkossa. Jokaisessa haarassa voi kuitenkin olla ketjuna useampia erillisiä verkkoja. Tällöin samassa haarassa sijaitsevat verkot voivat kommunikoida keskenään ilman, että kehykset kulkevat keskusase-
man kautta. Eri haaroissa sijaitsevien lähiverk-
kojen välinen liikenne kulkee aina keskusase-
man kautta. Myöskään puumaisessa ver-
kossa keskusase-
maa ei voida korvata verkon muilla ase-
milla, vaan keskusase-
man vioit-
tuminen estää eri haaroissa sijaitsevien verkkojen välisen tietoliikenteen.

Havaittavuuden kannalta puumainen verkko on tähtimäisen verkon kanssa suurinpiirtein samaa tasoa. Keskusase-
man lähetys voidaan havaita joka suunnassa sa-
malla todennäköisyydellä, mutta lähetysteho on point-to-multipoint verkon vastaavaa pienempi. Verkon haaroissa sijaitsevien linkkien lähetys taas on havaittavissa vain lähe-
tysantennin pääkeilan suunnassa, mutta lähetysteho-
ta keskusase-
man suuntaan tarvitaan huomattavasti enemmän kuin molempien antennien ollessa voimakkaasti suuntaavia.

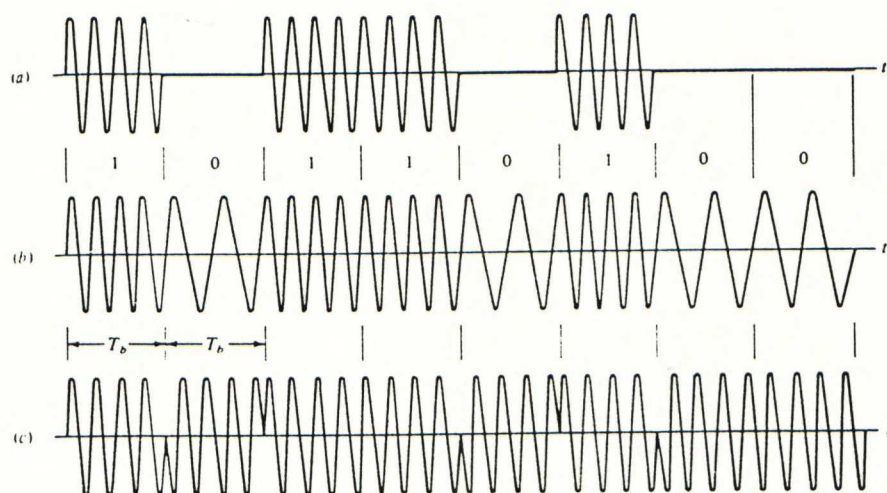


Kuva 11 Puumainen verkko, jossa verkon eri haarojen välinen liikenne kulkee keskusaseaman kautta, mutta samassa haarassa sijaitsevien verkkojen liikenne siirretään point-to-point tyyppisillä linkeillä.

Myös puumaisessa verkossa voidaan keskusasemalla käyttää erillisiä point-to-point tyyppisiä yhteyksiä kunkin haaran suuntaan. Tällöin puumainenkin verkko vastaa yhteyden salaamisen kannalta ketju- tai rengasverkkoa.

3. Digitaaliset modulaatiomenetelmät

Siirrettäessä tietoa radioyhteydellä, tulee siirrettävä tieto sisällyttää johonkin lähetettävän kantoaallon ominaisuuteen. Tällaisia ominaisuuksia ovat kantoaallon amplitudi, taajuus tai vaihe. Voidaan myös käyttää useampaa kantoaallon ominaisuutta samanaikaisesti. Digitaalista tietoa siirrettäessä lähetettävä signaali ei muutu tasaisesti, vaan se voi saada vain tiettyjä diskreettejä arvoja. Niinpä signaalia vastaanotettaessa tarvitsee lähetetyn signaalin arvo valita äärellisestä määrästä vaihtoehtoja.



Kuva 12 Lähetettävän signaalin muoto digitaalisilla modulaatiomenetelmillä: (a) ASK, (b) FSK ja (c) PSK [6].

3.1. Amplitudimodulaatio - *Amplitude Shift Keying* (ASK)

ASK on modulaatiomenetelmä, jossa kantoaallon amplitudia vaihdellaan lähetettävän datavirran mukaan. Binäärinen ASK-modulaatio tarkoittaa yksinkertaisesti kantoaallon kytkemistä päälle ja pois sen mukaan, onko lähetettävä databitti ykkönen vai nolla. Binääristä ASK-modulaatiota kutsutaankin nimellä *on-off keying* (OOK). M-tasoisessa ASK-signaalissa kantoaallon amplitudi voi saada M-1 erilaista arvoa tai kantoaalto voi olla kytketty pois.

ASK-signaalin yhteydessä voidaan käyttää sekä koherenttia ilmaisua, jolloin vastaanottimen tulee lukittua vaihetarkasti saapuvaan signaaliin, että epäkoherenttia ilmaisua, jolloin vastaanottimen ei tarvitse välittää tulevan signaalin vaiheesta, vaan käytetään yksinkertaista verhoikäyräilmaisua. Koherenttissa tapauksessa saavutetaan sama bittivirhesuhde noin 1 dB pienemmällä signaalikohinasuhteella kuin epäkoherenttissa tapauksessa. Käytännössä amplitudimodulaation yhteydessä käytetään kuitenkin aina verho-

käyräilmaisua. OOK-modulaatiolla ja verhokäyräilmaisulla saavutettava bittivirhesuhde P_b saadaan kaavalla (1) [6].

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{E_b}{2N_0}} \quad (1)$$

missä E_b on yhden bitin energia ja N_0 on vastaanottimen kohinasoo.

Monitasoisen amplitudimodulaation käyttö korkeilla taajuuksilla ei ole kannattavaa, sillä ilmakehän erilaiset ilmiöt, kuten esimerkiksi sade, aiheuttavat suuria vaihteluita radioyhteydellä esiintyvään signaalin vaimennukseen. Vaimennuksen vaihtelut taas aiheuttavat vastaanottimessa virheitä amplitudimoduloitua signaalia demoduloitaessa.

Binäärisen ASK-signaalin spektrissä on piikki kantoaaltotaajuudella ja spektrin jatkumo on sinc-funktion muotoinen, joten spektri jatkuu periaatteessa äärettömiin. Suurin osa signaalienergiasta sijaitsee kuitenkin kaistalla, joka vastaa binäärisen datan siirtonopeutta, eli binäärisen ASK-signaalin vaatima kaistanleveys $B \approx R_b$. Tämän kaistan ulkopuolelle jäävät spektrin hännät voidaan tarvittaessa suodattaa lähettimessä pois, jotta ne eivät häiritse viereisten kanavien signaaleja. Voimakas suodatus aiheuttaa kuitenkin keskinäisvaikutusta, ja huonontaa näin ollen bittivirhesuhdetta yhteysvälillä. Käytettäessä QAM-signaalia (*Quadrature-carrier Amplitude Modulation*) saadaan modulaatinopeus kaksinkertaistetuksi, jolloin signaalin tarvitsema kaistanleveys on noin puolet käytettävästä siirtonopeudesta [6].

3.2. Vaihemodulaatio - *Phase Shift Keying* (PSK)

Binäärisessä PSK-signaalissa kantoaallon vaihetta muutetaan $\pm 180^\circ$ moduloivan data-signaalin mukaan, mutta signaalin amplitudi pysyy koko ajan vakiona. Vaihesiirron suuruudesta johtuen BPSK-modulaatiota (*Binary Phase Shift Keying*) kutsutaankin myös nimellä PRK-modulaatio (*Phase Reversal Keying*). M-tasoisessa PSK-signaalissa vierekkäisten signaalimuotojen vaihe-ero on luonnollisesti $360^\circ/M$. Vaihemodulaatiota käytettäessä tulee vastaanottimen yleensä olla tarkasti selvillä vastaanotetun signaalin vaiheesta, eli tarvitaan koherentti vastaanotin. Tulevan signaalin vaiheeseen päästään käsiksi esimerkiksi vaihelukitun silmukan (PLL, *Phase Lock Loop*) avulla. Koherentilla PRK-modulaatiolla saavutettava bittivirhesuhde saadaan laskettua kaavalla (2).

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2)$$

missä $Q(x)$ on Gaussin todennäköisyysfunktio, joka määritellään seuraavasti:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{\lambda^2}{2}} d\lambda \quad (3)$$

Mikäli vastaanotossa ei haluta käyttää koherenttia ilmaisua, voidaan turvautua differentiaalisesti koherenttiin vaihemodulaatioon (DPSK, *Differential Phase Shift Keying*).

Tässä modulaatiossa informaatio koodataan kantoaallon vaiheen muutoksiksi, jolloin vastaanottimessa ei tarvitse tietää signaalin absoluuttista vaihetta, vaan seurataan vain vaiheen muutoksia. DPSK-modulaatiolla saavutettava bittivirhesuhde saadaan laskettua kaavalla (4). DPSK-modulaatiota käytettäessä tarvitaan saman bittivirhesuhteen saavuttamiseksi noin 1 dB suurempi signaalikohinasuhde, kuin koherenttia PSK-modulaatiota käytettäessä. Hyvin pienillä bittivirhesuhteilla ero ei ole näinkään suuri. DPSK-modulaation yhteydessä bittivirheet esiintyvät tyypillisesti pareittain.

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot e^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad (4)$$

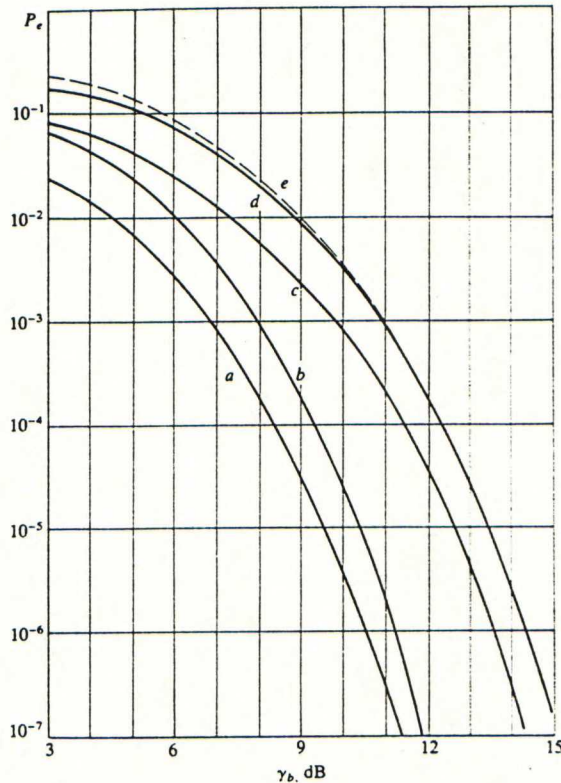
PSK-signaalin spektri on saman muotoinen kuin vastaavan ASK-signaalin spektri, joten molempien modulaatioiden vaatima kaistanleveys on sama, $B \approx R_b$. PSK-signaalin spektri ei kuitenkaan sisällä kantoaaltotaajuuksia piikkiä, joten sen vaatima lähetysteho tietyllä bittivirhesuhteella on vastaavan ASK-signaalin lähetystehoa pienempi [6].

3.3. Taajuusmodulaatio - *Frequency Shift Keying (FSK)*

Taajuusmoduloidun signaalin tapauksessa lähetettävän kantoaallon taajuutta muutetaan moduloivan datavirran mukaan. Taajuusmoduloidun signaalin ominaisuudet riippuvat voimakkaasti käytettävän modulaatiotavan eri parametreista, kuten esimerkiksi taajuusdeviaatiosta, eli käytettävien taajuuskomponenttien keskinäisestä etäisyydestä, sekä signaalin vaiheen jatkuvuudesta. Otetaan esimerkiksi binäärinen taajuusmodulaatio, jossa taajuuskomponenttien keskinäinen etäisyys on juuri moduloivan bittinopeuden suuruinen (Sunden FSK). Tällöin signaalin spektrin leveys on sama kuin ASK- ja PSK-signaalien yhteydessä, eli $B \approx R_b$. Lisäksi spektri sisältää piikit molempien taajuuskomponenttien kohdalla.

Toinen erikoistapaus FSK-modulaatiosta on MSK-signaali (*Minimum Shift Keying*). MSK-signaalin tapauksessa taajuuskomponenttien etäisyys on puolet moduloivan bittivirran nopeudesta ja lähetettävän signaalin vaihe on jatkuva. Tällöin saadaan aikaiseksi hyvin kapeakaistainen signaali, jonka vaatima kaistanleveys on vain noin puolet lähetettävästä bittinopeudesta, eli $B \approx R_b/2$.

Taajuusmoduloidun signaalin vaatimat signaalikohinasuhteet tietyn bittivirhesuhteen saavuttamiseksi riippuvat käytetyn modulaation ominaisuuksista. Epäkoherentilla binäärisellä FSK-modulaatiolla tietyllä signaalikohinasuhteella saavutettava bittivirhesuhde saadaan laskettua kaavalla (1). Koherentin taajuusmodulaation tapauksessa, käytettäessä esimerkiksi MSK-modulaatiota, saadaan tietyllä signaalikohinasuhteella saavutettava bittivirhesuhde laskettua kaavalla (2). Koherentilla Sunden FSK-modulaatiolla puolestaan vaaditaan saman bittivirhesuhteen saavuttamiseksi noin kolme desibeliä enemmän signaalitehoa kuin koherentin vaihemodulaation yhteydessä ja epäkoherentissa tapauksessa vielä desibelin verran enemmän [6].



Kuva 13 Tietyllä signaalikohinasuhteella saavutettavat bittivirhesuhteet eri binäärisillä modulaatiomenetelmillä: (a) koherentti PRK, (b) DPSK, (c) koherentti OOK tai FSK, (d) epäkoherentti FSK ja (e) epäkoherentti OOK [6].

3.4. Useampitasoiset modulaatiomenetelmät

Kaksi- ja nelitasoisilla signaaleilla tarvittava signaalienergiakohinasuhde on käytännössä sama. Nelitasoinen modulaatio voidaankin ajatella kahden ortogonaalisen (esim. $\sin\omega t$ ja $\cos\omega t$) binäärisesti moduloidun signaalin summaksi. Nelitasoisella modulaatiolla tietyllä virhesuhteella vaadittava signaalikohinasuhde on noin kolme desibeliä kaksitasoisella modulaatiolla vaadittavaa suurempi, mutta samalla vaadittava kaistanleveys on puolta pienempi, joten bittiä kohti tarvittava lähetysenergia on sama. Täten spektritehokkuuden kannalta nelitasoinen modulaatio on kaksitasoisesta parempi. Nelitasoisessa modulaatiossa käytetyt lähettimet ja vastaanottimet ovat vastaavasti hieman kaksitasoisessa modulaatiossa käytettyjä vastaavia monimutkaisempia.

Erityisesti QPSK-modulaatio (*Quadrature Phase Shift Keying*) on paljon käytetty modulaatiomenetelmä kaupallisissa radiolinkeissä, ja QPSK-modulaattoreita ja -demodulaattoreita on helposti saatavana kaupallisesti. QPSK-signaali voidaan ajatella kahden toisiinsa nähden 90° vaihesiirroksessa olevan BPSK-signaalin summana.

Vielä useampitasoisempaa modulaatiota käytettäessä saadaan vaadittavaa kaistanleveyttä yhä pienennettyä, mutta samalla bittiä kohden tarvittava energia kasvaa suhteessa

huomattavasti nopeammin. Niinpä yli nelitasoisten modulaatiomenetelmien käyttö on kannattavaa vain taajuusalueilla, joilla käytettävissä olevasta taajuuskaistasta on pulaa [7].

4. Virheenkorjausmenetelmät

Binäärisen tiedon siirrossa radiotiellä syntyy kohinan ja monitie-etenemisen vaikutuksesta aina bittivirheitä. Virheiden määrä riippuu käytetystä modulaatiosta sekä signaalikohinasuhteesta vastaanottimessa. Virheiden määrää voidaan siis tiettyyn rajaan asti vähentää lähetystehoa lisäämällä. Lähetystehon lisääminen auttaa kuitenkin vain termisestä kohinasta johtuvaa bittivirhesuhteen heikennystä vastaan. Jossakin vaiheessa esimerkiksi vastaanottimen paikallisoskillaattorin vaihekohina alkaa rajoittaa saavutettavaa signaalikohinasuhdetta. Vaihekohinasta aiheutuvaa signaalikohinasuhteen huonontumista vastaan ei lähetystehon lisäämisestä ole apua. Tietyn rajan jälkeen ei bittivirhesuhdetta siis enää pysty parantamaan lähetystehoa lisäämällä.

Järjestelmältä vaadittava bittivirhesuhde riippuu käyttötarkoituksesta. Jos siirrettävä tieto on puhetta tai vaikkapa kirjoitettua tekstiä, eivät yksittäiset bittivirheet juurikaan vaikuta yhteyden laatuun. Jos taas siirretään dataa tietokoneiden välillä, voi jo yksi virheellinen bitti pilata koko lähetyksen.

Virheellisen lähetyksen korjaus voidaan suorittaa joko pyytämällä lähettäjää lähettämään virheellinen tieto uudestaan tai korjaamalla siirtovirheet vastaanottimessa sopivan virheenkorjauskoodin avulla. Virheiden havaitseminen ja/tai korjaaminen edellyttää aina ylimääräisen tiedon lisäämistä lähetettävään signaaliin ja kasvattaa näin signaalin vaatimaa kaistanleveyttä. Käytettävän virheenkorjausmenetelmän tulee olla niin tehokas, että saavutettava bittivirhesuhteen parannus kattaa reilusti suuremmasta kaistanleveydestä johtuvan signaalikohinasuhteen huonontumisen. Mikäli lähetettävän signaalin kaistanleveyttä ei voida kasvattaa, hidastaa virheenkorjausinformaation lisääminen vastaavasti varsinaisen hyötysignaalin siirtoa.

4.1. Virheellisen tiedon uudelleenlähetyks - ARQ

Siirtovirheiden korjaamisessa voidaan käyttää virheellisen datan uudelleenlähetystä, josta usein käytetään lyhennettä ARQ (*Automatic Repeat Request*). ARQ-järjestelmässä vastaanotin tarkkailee bittivirheitä tulevassa signaalissa ja pyytää virheellisten lohkojen kohdalla uudelleenlähetystä niin kauan, kunnes lohkon siirto onnistuu virheettömästi. Bittivirheiden havaitsemiseksi tulee lähetettävän datan sisältää jonkinlaista tarkistusinformaatiota. Menetelmä vaatii myös paluukanavan uudelleenlähetykspyyntöjen välittämistä varten.

Voimakas häirintä tai muut häiriöt voivat sotkea ARQ-järjestelmän toimintaa, sillä huonoissa olosuhteissa on mahdollista, ettei lähetystä saada toistuvista lähetyksistä huolimatta siirrettyä virheettömänä toiseen päähän. Tällaisissa tilanteissa ovat virheenkorjauskoodit käyttökelpoisempia [8].

Yksinkertaisin tapa bittivirheiden havaitsemiseksi on nk. pariteettitarkistus. Tässä menetelmässä kukin siirrettävä lohko tai symboli sisältää pariteettibitin, joka ilmoittaa, onko lähetetyssä symbolissa parillinen vai pariton määrä ykkösiä. Pariteettitarkistuksella pystytään havaitsemaan yksittäiset bittivirheet, mutta jos samassa lohkoissa on siirrossa syntynyt parillinen määrä bittivirheitä, jäävät nämä havaitsematta. Monimutkaisemmilla tarkisteilla pystytään havaitsemaan myös useampia virheitä vastaanotetussa lohkoissa.

Yksinkertaisin tapa uudelleenlähetyksen järjestämiseksi on nk. stop-and-wait järjestelmä, jossa vastaanottaja kuittaa jokaisen lähetetyn lohkon erikseen. Mikäli lohko on vastaanotettu virheettömästi, vastaanottaja lähettää OK- tai ACK-kuittauksen (*positive acknowledgement*). Jos taas siirrossa on havaittu virhe, lähettää vastaanottaja negatiivisen NACK-kuittauksen (*negative acknowledgement*). Järjestelmä aiheuttaa jonkin verran viivettä tiedon siirrossa, eikä sovellu käytettäväksi varsinkaan yhteyksillä, joissa tietoa joudutaan siirtämään hyvin monen linkkihypyn yli. Lähettimen puskurissa tarvitsee stop-and-wait järjestelmän tapauksessa säilyttää vain yhtä lähetyskehystä kerrallaan.

Viiveen vähentämiseksi voidaan käyttää menetelmää, jossa lähettäjä ei jää odottamaan kuittausta, vaan lähettää dataa jatkuvasti. Virheen havaittuaan vastaanottaja lähettää seuraavassa kehyksessään uudelleenlähetyspyynnön. Lähettäjä on ehtinyt ennen uudelleenlähetyspyynnön saapumista lähettää jo virheellistä lohkoa seuraavia lohkoja, joten virheellisen lähetyksen sattuessa joudutaan palaamaan useampia lohkoja taaksepäin. Tällaista ARQ-menetelmää kutsutaan Go-back-N menetelmäksi, missä N ilmoittaa kuinka monen kehyksen uudelleenlähetyksen havaittu siirtovirhe aiheuttaa. Go-back-N menetelmä vaatii full-duplex yhteyden, sillä uudelleenlähettävän datan minimoimiseksi on vastaanottajan pystyttävä lähettämään uudelleenlähetyspyyntö välittömästi virheen havaittuaan. Lähettimessä tarvitaan tässä tapauksessa vähintään N lähetyskehyksen suuruinen puskuri.

Edellistä menetelmää voidaan edelleen kehittää siten, että lähetetään uudelleen ainoastaan virheellinen lohko, mutta ei sen jälkeen jo lähetettyjä virheettömiä lohkoja. Tällainen selektiivinen uudelleenlähetykset vähentää tiedonsiirrossa virhetapauksessa tulevaa viivettä, mutta vaatii järjestelmältä monimutkaisempaa tiedonhallintakykyä ja sopivia puskureita myös vastaanottimessa, jotta vastaanotettujen lohkojen järjestys säilyy oikeana [9].

4.2. Virheenkorjauskoodien käyttö - FEC

Mikäli järjestelmässä ei ole ARQ-systeemin vaatimaa paluukanavaa tai uudelleenlähetyksen aiheuttama viive on järjestelmän kannalta liian suuri, voidaan bittivirhesuhteen parantamiseksi käyttää virheenkorjauskoodia eli FEC-järjestelmää (*Forward Error Correction*). FEC-järjestelmissä lähetettävään dataan lisätään virheenkorjausta varten informaatiota siten, että virheelliset bitit voidaan vastaanottimessa havaitsemisen lisäksi paikallistaa ja korjata. Yleensä tällaisella koodilla voidaan vielä havaita useampia bittivirheitä kuin mitä pystytään korjaamaan. Tällöin voidaan käyttää hybridijärjestelmää, jossa on sekä ARQ- että FEC-toiminnot. Tällaisessa järjestelmässä voidaan pyytää uudelleenlähetykset tapauksessa, jossa vastaanotettu kehys sisältää enemmän virheitä kuin mitä korjauskoodi pystyy korjaamaan.

Erilaisia virheenkorjauskoodeja on olemassa lukuisia. Se, mitä koodia käytetään, riippuu toisaalta järjestelmälle asetetuista vaatimuksista, kuten esimerkiksi vaadittu bittivirhesuhde ja toisaalta järjestelmän tarjoamista resursseista, kuten vaikkapa käytettävissä oleva kaistanleveys.

Yksinkertaisin tapa, jolla virheitä voidaan vastaanottimessa korjata, on tietysti lähettää sama informaatio moneen kertaan ja olettaa näistä oikeaksi tapaus, joka esiintyy useimmin. Voidaan esimerkiksi lähettää kukin bitti kolmeen kertaan ja virheen sattuessa valita oikeaksi se vaihtoehto, joka esiintyy kahdesti. Tällaisella yksinkertaisella menetelyllä saadaan aikaan huomattava parannus saavutettavassa bittivirhesuhteessa, mutta samalla informaation siirtoon tarvittava kapasiteetti kasvaa helposti turhan suureksi.

Eräs ryhmä varsinaisia virheenkorjauskoodeja ovat lohkokoodit. Lohkokoodit nimetään sen mukaan, kuinka monta databittä tietty lähetetty bittijakso sisältää. Eli (n,k) lohkokoodissa jokainen n bitin mittainen lohko sisältää k kappaletta databittejä ja $n-k$ kappaletta tarkistusbittejä. Esimerkkinä lineaarisesta lohkokoodista voidaan mainita vaikkapa $(7,4)$ Hamming-koodi, jossa siis jokaista neljää databittä kohti on kolme tarkistusbittä. Tällaisella koodilla pystytään kustakin seitsemän bitin lohkoista korjaamaan yksi tai havaitsemaan kaksi bittivirhettä [4].

Lineaarisia lohkokoodeja käytettäessä saadaan yhdessä kehyksessä lähetettyä suhteellisesti sitä suurempi määrä databittejä, mitä pidempiä kehyksiä käytetään. Lähettimessä ja vastaanottimessa koodin käsittelemiseksi tarvittava laitteisto alkaa tällöin kuitenkin nopeasti rajoittaa käytettävän koodin maksimipituutta.

Käytännöllisempiä järjestelmiä saadaan aikaiseksi käyttämällä syklisiä koodeja. Suurin osa käytännön FEC-järjestelmissä käytetyistä lohkokoodeista onkin nimenomaan tällaisia syklisiä koodeja. Näitä koodeja muodostettaessa voidaan käyttää takaisinkytkettyjä siirtorekistereitä, jolloin koodauksessa ja dekodauksessa tarvittava laskentatyö helpottuu huomattavasti. Tehokkain tunnettu tällainen koodityyppi on BCH-koodit (*Bose-Chaudhuri-Hocquenghem*). Esimerkiksi $(31,21)$ BCH-koodilla voidaan korjata kaksi tai havaita neljä satunnaista bittivirhettä vastaanotetussa lohkoissa. BCH-koodeilla suhteellinen virheenkorjauskyky heikkenee, kun lohkon pituutta kasvatetaan. Toinen esimerkki syklisestä koodista on Golay-koodi. Esimerkiksi $(23,12)$ Golay-koodilla saadaan korjattua kolme virhettä lähetetyssä lohkoissa [4].

Lohkokoodeja käytettäessä koodaus tapahtuu aina yhden lohkon sisällä kerrallaan. Konvoluutiokoodien yhteydessä myös aikaisemmin lähetettyjä lohkoja käytetään hyväksi lähetettävän lohkon koodauksessa. Lähettimessä tarvittava koodaussysteemi on konvoluutiokoodien yhteydessä yksinkertainen, mutta vastaanottimessa vaaditaan monimutkaisempia algoritmeja signaalin dekodauksessa. Eräs tehokas konvoluutiokoodi on Viterbi-koodi [6]. Konvoluutiokoodit soveltuvat hyvin digitaalisen puheen koodaukseen, mutta tietokoneiden välistä dataa siirrettäessä ovat lohkokoodit käyttökelpoisempia [4].

Edellä esitetyt virheenkorjauskoodit pystyvät yleensä korjaamaan vain satunnaisia toisistaan riippumattomia bittivirheitä. Radiotiellä virheet esiintyvät kuitenkin usein nimenomaan ryöppyinä, jolloin vastaanotetussa datassa on useampia peräkkäisiä virheelisiä bittejä. Ryöppyinä esiintyvien bittivirheiden korjaamiseen onkin kehitetty aivan omia virheenkorjauskoodeja (Fire-koodit, Hangelbargerin konvoluutiokoodi).

Tehokkain menetelmä virheryöppyjä vastaan on kuitenkin lähetyksessä tehtävä bittilomitus. Bittilomituksessa lähetettävän datan bittien järjestystä muutetaan tietyn systeemin mukaan, jolloin siirrossa syntyvät virheryöpyt jakautuvat vastaanotossa bittien takaisinjärjestelyn jälkeen yksittäisiksi bittivirheiksi. Tällöin voidaan käyttää edellä esitettyjä tehokkaampia riippumattomille bittivirheille soveltuvia virheenkorjausmenetelmiä näiden virheiden korjaamiseen tai havaitsemiseen.

Tiedonsiirrossa voidaan myös käyttää useampaa virheenkorjauskoodia sisäkkäin, jolloin puhutaan ketjukoodista. Ketjukoodien käyttö voi joskus olla järkevää, sillä niiden tarjoama koodivahvistus on suurempi kuin käytettyjen koodien yhteenlaskettu vahvistus. Tällaisissa ketjukoodissa ovat Reed-Solomon koodit erittäin käyttökelpoisia uloimmaisena virheenkorjauskoodina. Reed-Solomon koodit ovat eräs BCH-koodien alaluokka, joilla pystytään korjaamaan myös lyhyitä virheryöppyjä. Sisemmän koodin valinta riippuu sovelluksesta, samaan tapaan kuin yksinkertaisenkin koodin tapauksessa [9].

5. Antennit

Millimetriaaltoalueella voidaan valmistaa pienikokoisia, mutta silti voimakkaasti suuntaavia antennoja. Suuntaavia antennoja käytettäessä tarvitaan huomattavasti vähemmän lähetystehoja kuin ympärisäteilevän antennin kanssa. Lisäksi suuntaavien antennien käyttö vähentää järjestelmien toisilleen aiheuttamia häiriöitä. Suuntaavien antennien käyttö on edullista myös radiolinkin salaamisen kannalta, minkä lisäksi suuntaavat antennit vähentävät monitie-etenemisestä aiheutuvia ongelmia. Radioyhteyden salaamisen sekä häirinnän ja häiriöiden keston kannalta on myös tärkeää, että antennien sivukeilataso on mahdollisimman matala.

Kiinteiden suuntavien antennien avulla voidaan saada aikaan ainoastaan point-to-point tyyppisiä yhteyksiä, ja antennien suuntaaminen verkkoa pystytettäessä on tapahduttava tarkasti. Ympärisäteilevien antennien käyttö mahdollistaisi point-to-multipoint tyyppiset yhteydet, mutta tarvittava lähetysteho kasvaa helposti epärealistisen suureksi. Niinpä esimerkiksi dipoliantenneja ei millimetriaaltotaajuuksilla enää juurikaan käytetä. Kasvanut lähetysteho tekee myös lähetyksen havaitsemisen helpommaksi, ja signaali on havaittavissa joka suunnassa samalla todennäköisyydellä, mikäli mahdollisten esteiden vaikutus jätetään huomioimatta. Ympärisäteilevillä antennilla on myös hankala saavuttaa suojatulle radioyhteydelle riittävän matalaa sivukeilatasoa.

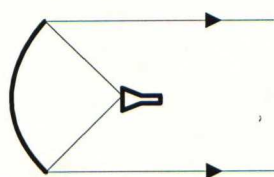
Millimetriaaltoalueen antennien valmistuksessa vaaditaan hyvin tarkkoja valmistumenetelmiä, sillä hyvinkin pienet epätarkkuudet antennin mitoissa aiheuttavat antennin ominaisuuksien muuttumisen.

5.1. Heijastinantennit

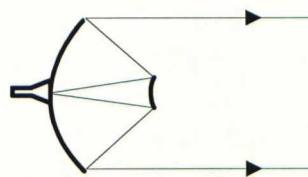
Heijastinantenneissa käytetään erilaisia heijastimia lähetettävän keilan kokoamiseen ja muotoilemiseen. Yleisimmin käytetty heijastintyyppi on paraboloidiheijastin, joka heijastaa polttopisteestään tulevat säteet yhdensuuntaiseksi sädekimpuksi. Käyttämällä monimutkaisemmin muotoiltuja heijastimia, voidaan saada aikaan erilaisia antennin suuntakuvioita. Antennin syöttö tapahtuu tavallisesti syöttötorven avulla. Myös dipoliantennin tai avoimen aaltoputken pään käyttö antennin syöttönä on mahdollista.

Antennin syötön sijoittelun mukaan heijastinantennit voidaan jakaa useisiin erilaisiin alaryhmiin. Tavallisessa heijastinantennissa syöttötorvi sijaitsee heijastimen edessä. Cassegrain-tyyppisessä heijastinantennissa käytetään kuperaa hyperboloidin muotoista ja gregoriaanisessa antennissa koveraa ellipsoidin muotoista apuheijastinta pääheijastimen edessä. Myös muunkin muotoisia apuheijastimia voidaan käyttää. Syöttötorvi sijaitsee tällöin pääheijastimen takana.

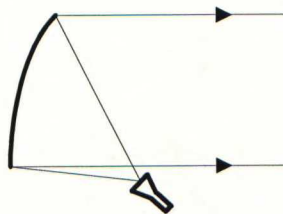
Kaikissa edellä esitetyissä antenneissa on ongelmana se, että joko syöttötorvi tai



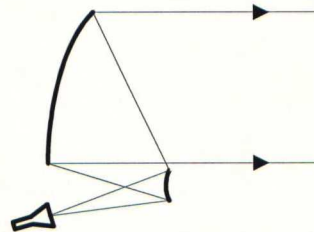
Tavallinen paraboloidi-heijastinantenni



Cassegrain-tyyppinen antenni



Offset-tyyppinen heijastinantenni



Offset-tyyppinen Cassegrain-antenni

Kuva 14 Erityyppisiä heijastinantenneja.

apuheijastin sekä niiden tukirakenteet peittävät osan antennin pääkeilasta. Tämä aiheuttaa vahvistuksen pienenemistä sekä sivukeilatason nousua. Tämän estämiseksi voidaan käyttää ns. offset-tyyppistä antennin syöttöä, jolloin syöttötorvi ja apuheijastin sijaitsevat sivussa antennin pääkeilasta. Myös antennin sähköinen sovittaminen on helpompaa offset-tyyppistä antennia käytettäessä, koska heijastimesta tuleva signaali ei heijastu takaisin syöttötorveen.

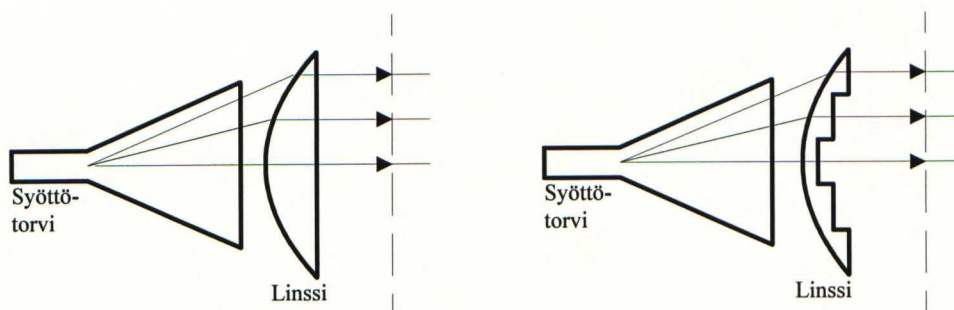
Tietyllä antennin apertuurin halkaisijalla D saavutettava vahvistus saadaan lasketuksi kaavalla:

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \quad (5)$$

missä λ_0 on aallonpituus vapaassa tilassa, ja η on antennin hyötysuhde. Heijastinantennin hyötysuhde riippuu pääasiassa syötön ominaisuuksista, eli siitä miten lähetetty kenttä jakautuu heijastimen pinnalla. Apuheijastimia käyttävissä antennityypeissä syötön ominaisuudet eivät ole yhtä kriittisiä, sillä kenttää voidaan muotoilla apuheijastimen avulla. Tärkeimmät heijastinantennin hyötysuhdetta huonontavat tekijät ovat pääheijastimen reunojen yli vuotava kenttä sekä heijastimen reunoja kohti pienenevästä kentänvoimakkuudesta johtuvat häviöt. Myös syötön ja tukirakenteiden mahdollinen varjostus sekä valmistusmenetelmien epätarkkuudet huonontavat antennin hyötysuhdetta. Tyypillisesti heijastinantennin hyötysuhde on luokkaa 60...70 %.

Kaavan (5) avulla voidaan ratkaista, että esimerkiksi 40 dB:n vahvistuksen aikaansaamiseksi tarvitaan 60 GHz:llä heijastinantenni, jonka pääheijastimen halkaisija on noin 20,5 cm. Tällöin on oletettu antennin hyötysuhteeksi 60 %.

Heijastinantennin sivukeilojen taso riippuu lähinnä pääkeilan edessä sijaitsevista esteistä sekä kentänvoimakkuuden pienenemisnopeudesta heijastimen reunoja kohti mentäessä.



Kuva 15 Kaksi erityyppistä linssiantennia.

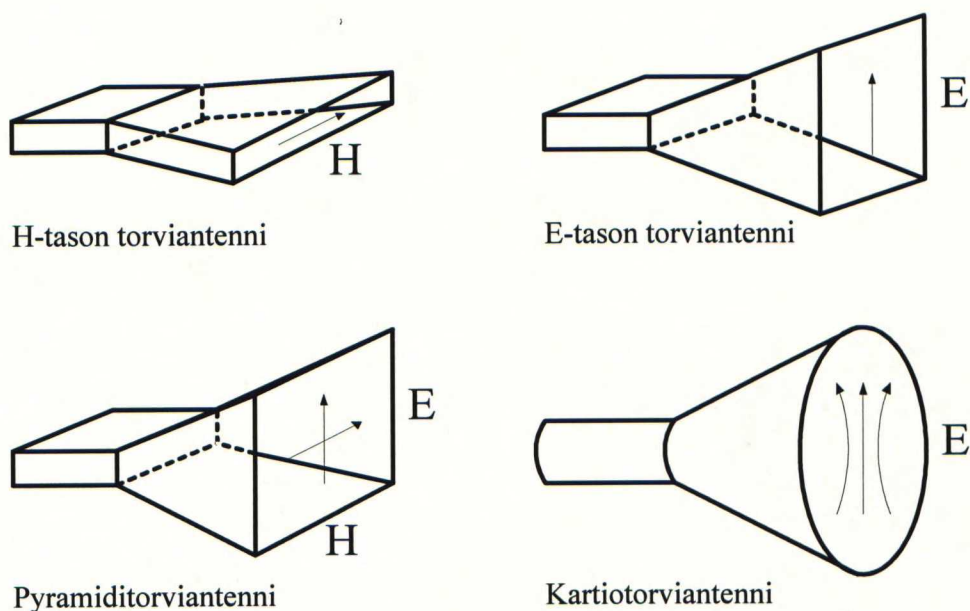
Matalan sivukeilatasen aikaansaamiseksi tulee pääkeilan edessä olevat esteet luonnollisesti poistaa mahdollisimman hyvin. Myös pääheijastimen reunoille osuvan kentän pienentäminen eli taperointi madaltaa antennin sivukeilatasoa. Samalla se kuitenkin huonontaa antennin hyötysuhdetta, joten tässä suhteessa joudutaan etsimään kompromissia. Käytännössä on todettu, että noin 10 dB:n taperoinnilla saavutetaan parhaat ominaisuudet [10]. Vieläkin suurempaa taperointia aina 20 dB:iin asti voidaan käyttää, jos vaaditaan erittäin matalaa sivukeilatasoa. Tällöin kuitenkin antennin vahvistus pienenee jo huomattavasti. Offset-tyyppisellä heijastinantennilla voidaan saavuttaa matala sivukeilataso ja optimihyötysuhde samanaikaisesti. Sopivilla rakennevalinnoilla voidaan saavuttaa kapeita antennikeiloja, joissa ensimmäisen sivukeilan taso on alle -30 dB ja hyötysuhde 70 % [11].

5.2. Linssiantennit

Linssiantennissa syöttötorvesta tulevat säteet kootaan yhdensuuntaiseksi kimpuksi heijastimen sijaan dielektrisestä materiaalista valmistetulla linssillä. Linssiantennissa syötön rakenteiden aiheuttama varjostus ei ole ongelma, sillä syöttö sijaitsee aina linssin takana. Muita linssiantennin etuja heijastinantenniin nähden ovat mm. löysemmät vaatimukset valmistustoleransseille sekä suurempi vapaus antennin suunnittelussa, johtuen siitä, että sama säteilykuvio voidaan aikaansaada hyvinkin erilaisilla linssirakenteilla.

Linssiantennien käyttö alhaisilla mikroaaltotaajuuksilla on ollut tähän asti melko vähäistä johtuen linssirakenteiden suuresta koosta ja painosta näillä taajuuksilla. Sen sijaan millimetriaaltoalueelle soveltuvat linssiantennit ovat pieniä ja kevyitä, ja linssiantennit soveltuvatkin ominaisuuksiensa puolesta hyvin käytettäväksi tällä taajuusalueella. Kuvassa 15 oikeanpuoleisen linssin pintaan on vielä työstetty aallonpituuden monikerran korkuisia portaita linssin keventämiseksi. Tällöin linssin ominaisuuksista tulee kuitenkin voimakkaasti taajuusriippuvia, joten linssiä voidaan käyttää vain kapealla taajuuskaistalla. Esimerkiksi kaksi porrasta sisältävän linssin suhteellinen kaistanleveys on noin 25 %, kun kuuden portaan linssillä se on enää noin 5 % [11].

Linssiantennin vahvistus voidaan laskea kaavalla (5). Linssiantennin hyötysuhteeseen vaikuttavat heijastukset linssin rajapinnoilla, dielektrisen aineen aiheuttamat häviöt sekä kentän vaimenemisnopeus linssin reunoja kohti mentäessä.



Kuva 16 Erityyppisiä torviantenneja.

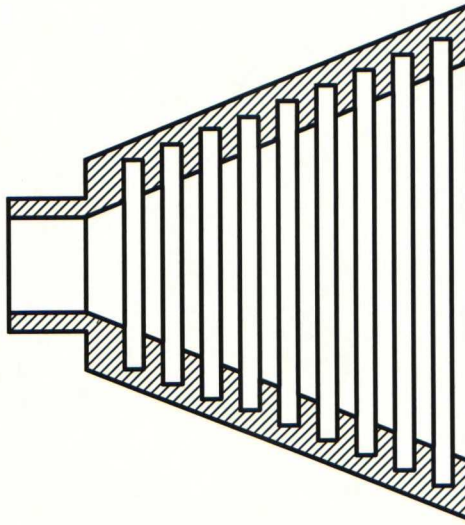
Linssiantennin taaksepäin säteilemä teho on vähäisempää kuin heijastinantennilla, jolla osa tehosta vuotaa aina pääheijastimen reunojen yli taaksepäin. Esimerkiksi 60 GHz:n taajuusalueella saavutetaan halkaisijaltaan 17,5 cm:n kokoisella linssiantennilla 39 dB:n vahvistus (vastaa antennin hyötysuhdetta $\eta=65\%$) ja ensimmäisen sivukeilan taso -30 dB. Tarkemmilla valmistusmenetelmillä voidaan päästä vieläkin alhaisempiin sivukeilatasoihin [12]. Myös linssiantennin mekaaninen kestävyys ja käsiteltävyys ovat sen etuja verrattuna heijastinantenniin, sillä esimerkiksi heijastinantennin syötön tai apuheijastimen tukirakenteet sekä iso pääheijastin ovat helposti vahingoittuvia osia. Lisäksi pääheijastimen tuulikuorma on vielä millimetriaaltoalueellakin melko suuri verrattuna linssiantennin aiheuttamaan vastaavaan kuormaan.

5.3. Torviantennit

Torviantenneja käytetään millimetriaaltoalueella pääasiassa syöttötorvina heijastin- ja linssiantenneissa. Niitä voidaan kuitenkin käyttää myös yksinään, jos tarvittava antennivahvistus ei ole kovin suuri. Torviantenneilla taaksepäin lähtävä säteily on olemattoman pientä samaan tapaan kuin linssiantenneilla.

Torviantenneja voidaan valmistaa monella eri periaatteella. Yleisimpiä ovat E-tason-, H-tason-, pyramidi- ja kartiotorviantennit, jotka on esitetty kuvassa 16. E-tason torvessa antenni on muodostettu leventämällä aaltoputkea etenevän aallon sähkökentän suunnassa ja H-tason torvessa puolestaan magneettikentän suunnassa. Pyramiditorvessa aaltoputkea levennetään sekä sähkö- että magneettikentän suunnassa. Kartiotorviantenni on puolestaan pyöreää aaltoputkea leventämällä aikaansaatu torviantenni.

Torviantennin ominaisuudet riippuvat sekä torven apertuurin koosta että torven pituudesta. Jokaista apertuurin kokoa vastaa aina tietty optimi torven pituus, jolla antennista



Kuva 17 Korrugoidun torviantennin halkileikkaus.

saadaan maksimivahvistus. Optimimittojen löytämiseksi ja antennin vahvistuksen laskemiseksi löytyy kirjallisuudesta valmiiksi laskettuja käyrästöjä, joissa on esitetty E- ja H-tason torviantennien vahvistukset torven pituuden sekä apertuurin aukeaman funktiona. Pyramiditorven vahvistus saadaan yhdistelemällä vastaaville E- ja H-tason torville laskettuja arvoja. Kartiotorviantenneille puolestaan on omat käyrästönsä [13]. Antennin apertuurin mittojen ja pituuden riippuvuudesta seuraa, että kun antennin apertuuria kasvatetaan suuremman vahvistuksen aikaansaamiseksi, kasvaa antennin pituus samalla helposti epäkäytännöllisen suureksi. Juuri tämän estämiseksi käytetään edellisessä kappaleessa esitettyjä linsejä korjaamaan vaihevirhettä torviantennin apertuurissa. Tällöin voidaan saavuttaa lyhyelläkin torvella suuri vahvistus apertuurin kokoa kasvatamalla.

Torviantennin vahvistus voidaan laskea kaavalla [11]:

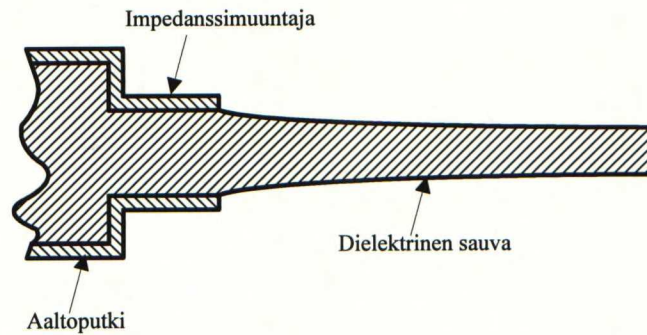
$$G = \eta \cdot 4\pi \frac{A_{geom}}{\lambda_0^2} \quad (6)$$

missä η on antennin hyötysuhde, A_{geom} on antennin apertuurin pinta-ala, ja λ_0 on signaalin aallonpituus vapaassa tilassa.

Optimiarvoilla suunnitellun neliskulmaisen torviantennin hyötysuhde on 0,50 ja vastaavan kartiotorviantennin hyötysuhde on 0,52. Kartiotorviantennin sivukeilaominaisuudet ovat huomattavasti paremmat kuin vastaavalla neliskulmaisella torviantennilla.

Esimerkkinä torviantennin ominaisuuksista voidaan mainita tässä esitutkimuksessa etenismittauksissa käytetty 60 GHz:n pyramiditorviantenni. Antennitorven fyysiset mitat ovat: apertuurin aukko E-tasossa 85 mm, apertuurin aukko H-tasossa 65 mm ja torven pituus 350 mm. Tällä antennilla saavutetaan 30,5 dB:n vahvistus, ja ensimmäisen sivukeilan taso on n. -13 dB [14]. Optimiarvoilla toteutetun antennin vahvistuksen kaavalla (6) saadaan vastaavilla apertuurin mitoilla varustetun antennin vahvistukseksi 31,4 dB.

TKK SÄHKÖTEKNIKA
OSASTON KIRJASTO
OTAKAARI 5 A
02150 ESPOO



Kuva 18 *Taperoitu dielektrinen sauva-antenni.*

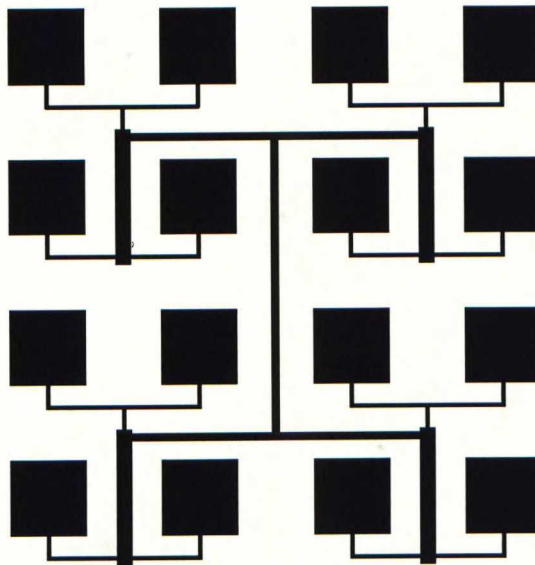
Tavallista torviantennia paremmat sivukeilaominaisuudet sekä symmetrinen säteilykuvio saadaan aikaan käyttämällä ns. monimuototorvea. Monimuototorvessa on aaltoputkessa ennen varsinaista antennitorvea sopivasti suunniteltuja siirtymiä, joilla synnytetään eri aaltomuotoja aaltoputkeen. Nämä aaltomuodot on valittu siten, että ne kumoavat toistensa aiheuttamat sivukeilat antennin säteilykuviossa. Monimuototorviantennilla voidaan saavuttaa alle -30 dB ensimmäisen sivukeilan taso. Samalla kuitenkin myös antennin pääkeilan vahvistus heikkenee, joten tietyn vahvistuksen saavuttamiseksi tarvitaan suurempi antenni kuin tavallista torviantennia käytettäessä. Monimuototorven toiminta on myös voimakkaasti taajuusriippuvaa, ja saavutettava kaistanleveys on tyypillisesti alle 10 % [15].

Kaikkein parhaimmat ominaisuudet saadaan aikaan korrugoidulla torviantennilla. Korrugoitu torviantenni on kartiotorviantenni, jossa torven sisäpinnalle on työstetty tasaisin välein poikittaisia uria ja ripoja, kuten kuvasta 17 nähdään. Korrugoidulla torvella saavutetaan erittäin symmetrinen säteilykuvio, matala sivukeilataso ja erinomaiset ristipolarisaatio-ominaisuudet ja samalla vielä laaja kaistanleveyskin. Jotta korrugoidun torven ominaisuudet saadaan hyviksi, vaaditaan erityisesti millimetriaaltoalueella erittäin tarkkoja valmistusmenetelmiä. Tämä luonnollisesti nostaa korrugoidun torviantennin valmistuskustannuksia [11].

5.4. Dielektriset sauva-antennit

Dielektrinen sauva-antenni on aaltoputken päästä lähtevä dielektristä ainetta oleva sauva, joka säteilee aaltoputkesta tulevaa tehoa. Sauva-antennin ominaisuudet riippuvat dielektrisen sauvan pituudesta sekä käytetyn materiaalin ominaisuuksista. Hyvin kapeaa keilaa dielektrisellä sauva-antennilla ei voida saavuttaa, vaan antennin keilanleveys on tyypillisesti yli 20°. Antennin vahvistusta voidaan kasvattaa lisäämällä dielektrisen sauvan pituutta, mutta samalla kasvaa myös antennin sivukeilataso. Käytännössä voidaan saavuttaa hieman yli 20 dB:n vahvistus. Tällöin dielektrisen sauvan pituus on jo kymmeniä aallonpituuksia. (Vapaan tilan aallonpituus 60 GHz:llä on 5 mm.) Sivukeilatasoa voidaan pienentää kaventamalla dielektristä sauvaa kärkeä kohti (taperointi). Tällöin kuitenkin saavutettava vahvistus rajoittuu vajaan 19 dB:iin, mikä vastaa kymmenen aallonpituuden mittaista dielektristä sauvaa.

Jos halutaan kapeakeilainen dielektrisillä sauvoilla toteutettu antenni, voidaan käyttää



Kuva 19 16-elementtinen mikroliuska-antenni.

useamman dielektrisen sauvan muodostamaa ryhmää. Eri sauvoille meneviä signaaleja sopivasti vaiheistamalla voidaan tällaisella antenniryhmällä saada aikaan sähköinen keilan suuntaus. Vaiheistusta voidaan käyttää myös sivukeilojen eliminointiin [11].

5.5. Mikroliuska-antennit

Mikroliuska-antennit rakentuvat tehoa säteilevistä mikroliuskaelementeistä (*patch*), joita on yleensä antennin vahvistuksen kasvattamiseksi useita ryhmässä. Mikroliuskaelementit voivat olla lähes minkä muotoisia tahansa, mutta yleisimmin käytetyt elementit ovat neliskulmaisia tai pyöreitä. Mikroliuskaelementeille teho syötetään joko mikroliuska- tai koaksiaalijohtoa käyttäen.

Mikroliuska-antennien etuna on se, että ne ovat yhteensopivia integroitujen rakenteiden kanssa, jolloin koko lähetinvastaanotin antennineen voidaan periaatteessa rakentaa samalle substraatille MMIC-tekniikalla. Mikroliuska-antennit ovat myöskin syvyys-suunnassa litteitä sekä suhteellisen edullisia valmistaa. Mikroliuska-antennien haittapuolia ovat niiden kapea lähetyskaista sekä millimetriaaltoalueella antennielementtien syöttöjohtojen suurehko häviö. Syöttöhäviöt rajoittavat mahdollisuuksia rakentaa kovin suuriapertuurisia eli vahvistukseltaan suuria mikroliuska-antenneja. Syöttöhäviöitä millimetriaaltoalueella voidaan pienentää käyttämällä dielektrisiä aaltojohtoja tehon syöttämiseen antennielementeille. Käytännössä dielektristen aaltojohtojen käyttö on kuitenkin harvinaista.

Mikroliuska-antennilla voidaan päästä millimetriaaltoalueella yli 30 dB antennivahvistukseen, jos käytetään dielektrisiä aaltojohtoja tehon syötössä. Sivukeilataso rajoittuu käytännön kokemusten mukaan noin -20 dB:iin. Tätä pienempiä sivukeilatasoja on vaikea saavuttaa, johtuen millimetriaalloilla heräävistä pinta-aaltomuodoista sekä antennin syöttöjen säteilemästä tehosta [11].

5.6. Muita millimetriaaltoalueen antennoja

Käytännön linkeissä yleisimmin käytetyt antennityypit ovat heijastin-, linssi- ja torviantennit. Sauva- ja mikroliuska-antennit ovat ahkeran tutkimuksen ja kehityksen alla juuri tällä hetkellä. Millimetriaaltoalueella on kuitenkin olemassa myös muita antennityyppejä, jotka eivät joko näytä pystyvän tarjoamaan sopivia ominaisuuksia maalinkkikäyttöön tai ovat niinkään vasta tutkimusasteella, ja jotka ovat näinollen vähemmän käytettyjä käytännön radiolinkkijärjestelmissä. Millimetriaaltoalueen käytännön sovelluksia on kuitenkin olemassa melko vähän, joten myös joku näistä vähemmän käytetyistä ratkaisuista voi osoittautua käyttökelpoiseksi tällä taajuusalueella.

Tällaisia vähemmän käytettyjä millimetriaaltoalueen antennirakenteita ovat mm. aaltoputkirakoantennit (*slotted waveguide antennas*) ja vuotoaaltoantennit (*leaky-wave antennas*). Rakoantenni perustuu aaltoputkessa olevista sopivasti vaiheistetuista ja suunnatuista raoista säteilevään tehoon. Antennin ominaisuudet riippuvat rakojen määrästä, sijainnista ja muodoista. Rakoantenneilla voidaan 60 GHz:n taajuusalueella saavuttaa vahvistusta reilut 10 dB ja sivukeilataso noin -15 dB. Rakoantennit soveltuvat pienen kokonsa ja muotonsa puolesta hyvin esimerkiksi ohjuksen tai lentokoneen runkoon kiinnitettäväksi antenniksi.

Vuotoaaltoantennit soveltuvat myös hyvin asennettavaksi ohjuksen tai lentokoneen kylkeen. Vuotoaaltoantenneissa annetaan aaltojohdossa kulkevan tehon vuotoa esimerkiksi aukon, ohuen seinämän tai dielektrisen pinnan läpi. Voidaan myös käyttää dielektristä aaltojohtoa, josta tehoa säteilee ulospäin. Vuotoaaltoantenneilla voidaan aikaansaada taajuuden mukaan suunnattava antennikeila, johtuen dielektrisen aineen ominaisuuksien muuttumisesta taajuuden mukaan. Esimerkkinä vuotoaaltoantennin ominaisuuksista voidaan mainita 81,5 GHz:llä toimiva dielektrisestä aaltojohdosta valmistettu antenni. Antennin fyysinen pituus on 40 mm, ja sillä saavutetaan 26 dB:n vahvistus sekä -25 dB:n sivukeilataso [11].

6. Signaalin havaitseminen tiedusteluvastaanottimella

Tyypillinen tiedusteluvastaanotin on epäkoherentti energian ilmaisin, jonka toimintaa kuvataan kahdella suureella: havaitsemistodennäköisyys P_D ja väärän hälytyksen todennäköisyys P_F . Tavanomainen tiedusteluvastaanotin pyrkii suorittamaan ainakin kolme tehtävää:

- signaalin havaitseminen
- lähetystaajuuden ilmaiseminen
- lähetys suunnan määrittäminen

Tässä luvussa keskitytään nimenomaan signaalin havaitsemisen todennäköisyyteen, sillä ennen signaalin havaitsemista ei tiedusteluvastaanotin pysty suorittamaan myöskään muita perustehtäviään.

Tiedusteluvastaanottimella on etu varsinaiseen vastaanottimeen verrattuna siinä, että sen tekemä päätös signaalin läsnäolosta voi perustua koko lähetetyn signaalin energiaan, kun taas varsinaisen vastaanottimen pitää tehdä päätöksensä perustuen yhden symbolin, tai mahdollisesti muutaman symbolin energiaan. Varsinainen vastaanotin joutuu myös lähetysten aikana tekemään lukuisan määrän päätöksiä lähetetyn signaalin muodosta, kun taas tiedusteluvastaanottimelle riittää yksi päätös, onko signaali läsnä vai ei. Näin ollen tiedusteluvastaanottimen vaatima vastaanotetun signaalin teho on huomattavasti pienempi kuin varsinaisen vastaanottimen vaatima signaaliteho.

Toisaalta tiedusteluvastaanotin ei tunne lähetystaajuutta, joten se joutuu yleensä toimimaan huomattavasti laajemmalla taajuuskaistalla kuin lähetystaajuuden tunteva vastaanotin, jotta lähetetty signaali osuisi tietyllä todennäköisyydellä vastaanotetulle kaistalle. Lisäksi tiedusteluvastaanotin joutuu mahdollisesti käsittelemään useampaa vastaanotettua signaalia samanaikaisesti. Tiedusteluvastaanotin ei myöskään tunne suuntaa, josta vastaanotettava signaali on lähetetty, vaan sen tulisi saada suunta selville. Varsinainen vastaanotin taas yleensä tietää lähetys suunnan etukäteen. Tiedusteluvastaanottimen tulisi mahdollisesti selvittää myös muita signaalin ominaisuuksia, kuten polarisaatio tai modulaatiomenetelmä, jotka varsinainen vastaanotin niinkään tuntee etukäteen.

Maksimoidakseen vastaanotetun signaalitehon, tulisi tiedusteluvastaanottimen antennivahvistuksen olla mahdollisimman suuri. Antennin vahvistuksen kasvaessa sen keilanleveys kuitenkin samalla pienenee, jolloin mahdollinen lähetys voidaan havaita ainoastaan hyvin kapealla sektorilla. Jos antennikeilaa puolestaan liikutetaan laajemman sektorin tiedustelemiseksi, kasvaa koko sektorin tiedusteluun kuluva aika niin suureksi, että lyhyt lähetyspulssi jää helposti havaitsematta [16]. Näin ollen tiedusteluvastaanottimen antennina ei useinkaan voida käyttää maksimivahvistuksella varustettua antennia, vaan joudutaan tekemään jonkinlainen kompromissi vahvistuksen ja riittävän keilanleveyden välillä.

6.1. Korrelaattorivastaanotin

Mikäli havaitsija tuntee lähetetyn signaalin muodon ja parametrin, voidaan vastaanotossa käyttää sovitettuja suodattimia tai ideaalista korrelaattoria. Tällöin saavutetaan optimi suorituskky valkoista Gaussin kohinaa sisältävää signaalia vastaanotettaessa. Korrelaattorissa signaalista otetaan tietyn ajan mittaisia näytteitä, joita verrataan kiinteään kynnysarvoon V_T . Mitä matalammaksi kynnysarvo asetetaan, sitä todennäköisempää on, että tiedusteluvastaanotin havaitsee lähetetyn signaalin. Samalla kuitenkin kasvaa myös kohinan aiheuttaman väärän hälytyksen todennäköisyys, joten kynnysarvoa ei voi rajatta pienentää [17].

Mikäli vastaanotossa on määrätty tietyt raja-arvot väärän hälytyksen sekä lähetetyn signaalin havaitsemisen todennäköisyyksille (P_F ja P_D), voidaan tarvittava vastaanotetun signaalin teho R_S laskea seuraavalla kaavalla [8]:

$$R_S = N_0 \frac{(\beta - \xi)^2}{T_1} \quad (7)$$

missä T_1 on lähetetyn kehyksen kesto, N_0 on tiedusteluvastaanottimen kohinataso ja

$$\begin{aligned} \beta &= \operatorname{erfc}^{-1}(2 P_F) \\ \xi &= \operatorname{erfc}^{-1}(2 P_D) \end{aligned} \quad (8)$$

missä erfc^{-1} on käänteisfunktio komplementaariselle virhefunktiolle

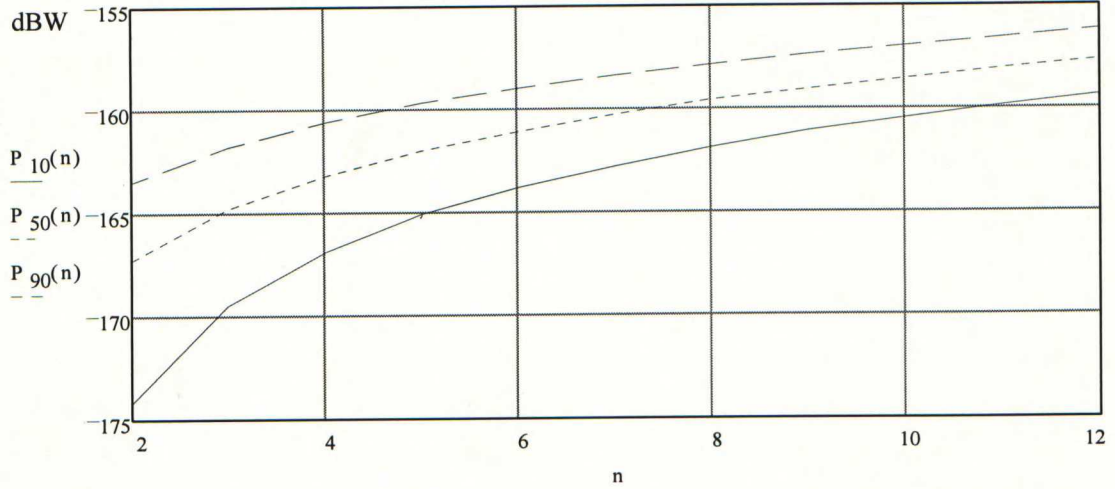
$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (9)$$

Komplementaarisella virhefunktiolla on läheinen yhteys luvussa 3 esitellyn Gaussin Q-funktion kanssa. Komplementaarinen virhefunktio voidaankin esittää Q-funktion avulla seuraavasti [6]:

$$\operatorname{erfc}(x) = 2 \cdot Q(\sqrt{2} \cdot x) \quad (10)$$

Kuvassa 20 näkyy tarvittava vastaanotettu signaaliteho kolmella eri havaitsemistodennäköisyyden arvolla väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona, kun vastaanottimen kohinalämpötila on 500 K.

Mikäli vastaanottaja ei tunne tarkkaa lähetystaajuutta tai lähetyksessä käytetään taajuushyppelyä, voidaan vastaanotossa käyttää useaa rinnakkaista vastaanotinta, joista kukin on viritetty tietylle signaalityypille. Samalla saadaan myös selville havaittavan signaalin lähetystaajuus. Vastaanotin sopii kuitenkin vain kapeakaistaisen signaalin havaitsemiseen, joten esimerkiksi hajaspektrisygnalia ei voida tällaisella vastaanottimella havaita. Lisäksi sovitettujen suodattimien käyttö vastaanotossa edellyttää siis lähetetyn signaalin ominaisuuksien tuntemista. Tavanomaisessa tiedusteluvastaanottimen käyttötilanteessa tämä ei tietenkään ole mahdollista, joten korrelaativastaanottimen käyttö



Väärän hälytyksen todennäköisyys 10^{-n}

Kuva 20 Korrelaativ vastaanottimessa vaadittava signaaliteho (dBW) kolmella eri havaitsemistodennäköisyydellä väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona.

tiedusteluvastaanottimena ei ole järkevää. Optimitapauksena se tarjoaakin lähinnä vertailupohjan realistisempien tiedusteluvastaanottimien suorituskyvyn arvioimiseksi [8].

6.2. Radiometrivastaanotin

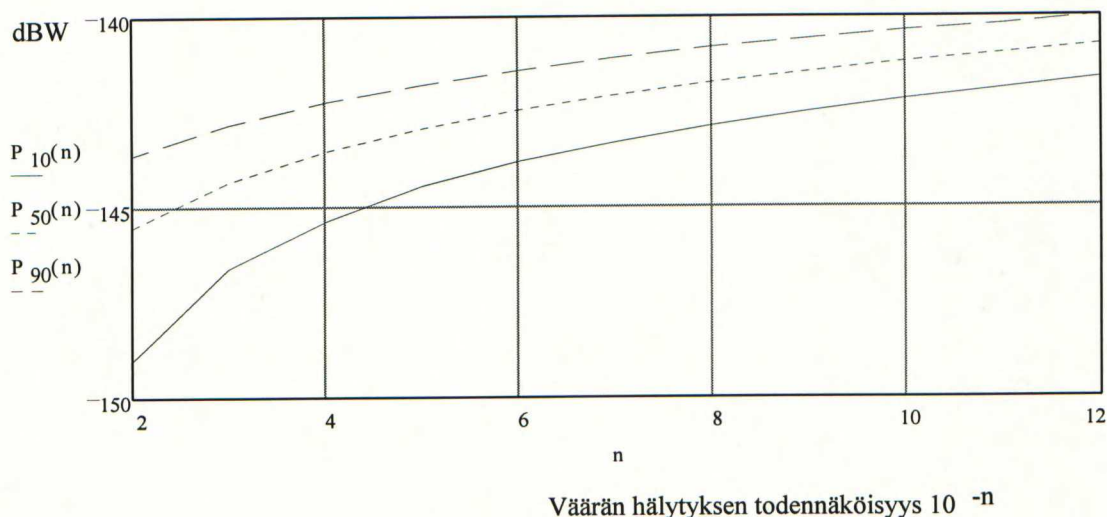
Tavallisesti vastaanottaja ei tunne lähetetyn signaalin ominaisuuksia, jolloin paras tapa signaalin havaitsemiseksi on kuvitella tuntematon signaali kohinaksi ja ilmaista vastaanotettua kohinatehoa. Tämä merkitsee radiometrin käyttöä signaalin havaitsemisessa. Radiometri soveltuu myös hajaspektrisygnalin havaitsemiseen [18].

Radiometrissä vastaanotettu signaali suodatetaan kaistanpäästösudattimessa, minkä jälkeen signaali ilmaistaan neliöllisellä ilmaisimella. Ilmaisimen jännitettä integroidaan tietyn näytteenottoajan yli, ja saatua tulosta verrataan kiinteään kynnysarvoon. Mikäli vastaanotettu teho ylittää kynnysarvon, hälyttää vastaanotin signaalin havaitsemisen merkiksi. Radiometrivastaanotossa tietyillä havaitsemisen sekä väärän hälytyksen todennäköisyyksillä P_D ja P_F vaadittava vastaanotettu signaaliteho voidaan laskea kaavalla [8]:

$$R_s = N_0 \frac{\sqrt{2TW}}{T_1} (\beta - \xi), \quad T_1 < T$$

$$R_s = N_0 \sqrt{\frac{2W}{T}} (\beta - \xi), \quad T_1 \geq T$$
(11)

missä T on radiometrin integrointiaika, W on vastaanottosuodattimen kaistanleveys, T_1 on lähetetyn kehyksen kesto, N_0 on radiometrivastaanottimen kohinatase ja β sekä ξ



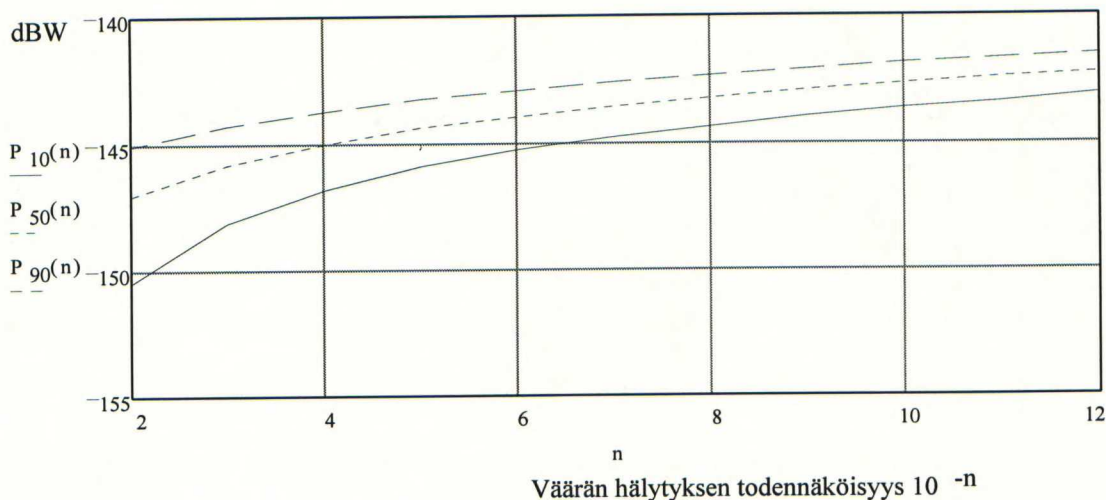
Kuva 21 Radiometrivastaanottimella vaadittava signaaliteho (dBW) havaitsemistodennäköisyyksillä 10%, 50% ja 90% väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona. $W=30$ MHz ja $T=1,0$ ms.

saadaan kaavoilla (8) ja (9). Kaavasta 11 nähdään, että niin kauan kun radiometrin integrointiaika on lyhyempi kuin lähetetyn kehyksen kesto, integrointiajan kasvattaminen parantaa tiedusteluvastaanottimen suorituskkyä. Jos taas integrointiaika on pidempi kuin signaalin kesto, huonontaa integrointiajan edelleen kasvattaminen tiedusteluvastaanottimen suorituskkyä.

Mikäli etsittävä linkki lähettää jatkuvaa signaalia, voidaan tiedusteluvastaanottimen suorituskkyä parantaa periaatteessa äärettömästi pidentämällä radiometrin integrointiaikaa. Tällöin tietysti myös tiedusteluvastaanottimen yhteyden etsimiseen käyttämä aika kasvaa nopeasti epäkäytännöllisen suureksi. Myös vastaanottimen epäideaalisuudet alkavat rajoittaa saavutettavaa tarkkuutta, jolloin tietyn rajan jälkeen integrointiajan pidentäminen ei enää paranna radiometrivastaanottimen suorituskkyä. Niinpä radiometrivastaanottimissa käytetty integrointiaika voisi normaalisti olla esimerkiksi 0,1 s.

Kuvassa 21 nähdään radiometrivastaanottimella vaadittava vastaanotettu signaaliteho havaitsemistodennäköisyyksillä 10%, 50% ja 90%. Vaadittavaa tehoa laskettaessa on tarkasteltu ns. pahinta tapausta, eli on oletettu, että vastaanottaja tuntee lähetyskaistan ja -hetken, jolloin radiometrin integrointiaika osuu juuri lähetysketkeen ja tulosuodattimen kaista vastaa juuri lähetetyn signaalin kaistaa. Lähetetyn signaalin kaistanleveydeksi on oletettu 30 MHz ja lähetysten kestoksi 1 ms. Lisäksi on oletettu tiedusteluvastaanottimen kohinalämpötilaksi 500 K, mikä vastaa kohinakerrointa 4,35 dB. Käytännön vastaanottimissa 60 GHz:n taajusalueella on kohinakerroin yleensä jonkin verran suurempi, joten tässäkin suhteessa lasketut arvot vastaavat pahinta mahdollista tapausta.

Vertaamalla vaadittavia vastaanottotehoja korrelaattorivastaanottimelle laskettuihin vastaaviin arvoihin voidaan todeta, että radiometrillä tarvitaan signaalin havaitsemiseksi 16...20 dB enemmän vastaanottotehoa kuin sovitettujen suodattimien tapauksessa. Mikäli vastaanotossa käytetään useampaa toisistaan riippumatonta radiometrivastaanotinta, pienenee vaadittava signaalienergia suhteessa vastaanotinten lukumäärän neliöjuureen. Täten esimerkiksi neljän radiometrin tapauksessa vaadittava vastaanotettu teho pienenee noin 3 dB [8].



Kuva 22 Ristikorrelaattiovastaanottimella vaadittava signaaliteho kolmella eri havaitsemistodennäköisyyden arvolla väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona. $W=30$ MHz ja $T=1,0$ ms.

6.3. Ristikorrelaattorivastaanotin

Ristikorrelaattorivastaanottimella voidaan approksimoida edellä esitettyä ideaalista korrelaattorivastaanotinta vaikka vastaanotettavan signaalin ominaisuuksia ei tunneta sikaan. Ristikorrelaattorivastaanottimessa signaalia vastaanotetaan kahdella eri paikassa sijaitsevilla antennilla, joiden signaaleja sopivasti yhdistelemällä saadaan komparaattorille sopiva signaaliarvo, jota verrataan kiinteään kynnysarvoon.

Ristikorrelaattorivastaanottimella saadaan sama havaittavuus teoreettisesti noin 1,5 dB pienemmällä signaalikohinasuhteella kuin yksittäisellä radiometrillä. Ristikorrelaattorivastaanotin on kuitenkin rakenteeltaan ja toiminnaltaan paljon monimutkaisempi kuin hyvin yksinkertainen radiometri, joten käytännössä saavutettava hyöty voi olla hieman pienempi. Ristikorrelaattorivastaanottimen etuna on kuitenkin myös se, että sitä voidaan lähes sellaisenaan käyttää signaalin lähetystaajuuden ja -suunnan ilmaisemiseen [8].

Kuvassa 22 näkyy tarvittava signaaliteho havaitsemistodennäköisyyksillä 10%, 50% ja 90%, väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona. Vaadittavaa tehoa laskettaessa on jälleen oletettu vastaanottajan tuntevan lähetyskaistan ja -hetken, joten arvot vastaavat pahinta mahdollista tapausta. Arvoja laskettaessa on oletettu tiedusteluvastaanottimen kohinalämpötilaksi sama 500 K kuin radiometrivastaanottimenkin yhteydessä. Tämä vastaa kohinakerrointa 4,35 dB, mikä on tässäkin tapauksessa pienempi kuin yleensä käytännön vastaanottimissa tällä taajuusalueella.

7. Hajaspektritekniikalla toteutettu silta

Hajaspektritekniikkaa käytettäessä signaalin energia jaetaan huomattavasti suuremmalle kaistanleveydelle kuin mitä siirtonopeus edellyttäisi. Tällöin signaalin spektri leviää ja tehosiheys pienenee, jolloin hyötysignaalin taso voidaan saada putoamaan jopa kokonaan alle kohinatason. Signaalin varsinainen vastaanottaja pystyy kuitenkin erottamaan signaalin kohinasta, jos hän tuntee tiettyjä lähetetyn signaalin ominaisuuksia. Sensijaan ulkopuolinen tiedusteluvastaanotin ei tunne näitä signaalin ominaisuuksia, joten se ei pysty vastaanottamaan signaalia tai parhaassa tapauksessa edes havaitsemaan lähetyksen olemassaoloa.

Hajaspektrisignaalia käyttämällä voidaan myös parantaa linkin suorituskykyä ulkopuolisten häiriöiden tai tahallisen häirinnän vaikutuksen alaisena. Hajaspektritekniikan tarjoama signaalikohinasuhteen parannusta kutsutaan prosessivahvistukseksi (*processing gain*). Prosessivahvistus määritellään siten, että se on signaalikohinasuhde vastaanottimessa signaalin kapeakaistaiseen muotoon palauttamisen jälkeen verrattuna signaalikohinasuhteeseen ennen kapeakaistaisen muodon palauttamista.

7.1. Hajaspektrisignaalin muodostus

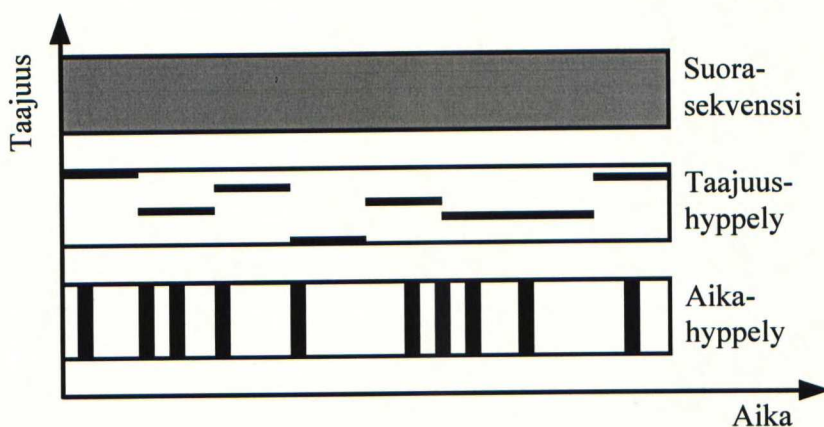
Hajaspektrisignaalin muodostamisessa on olemassa kolme perustapaa:

- taajuushyppelytekniikka
- aikahyppelytekniikka
- suorasekvenssitekniikka

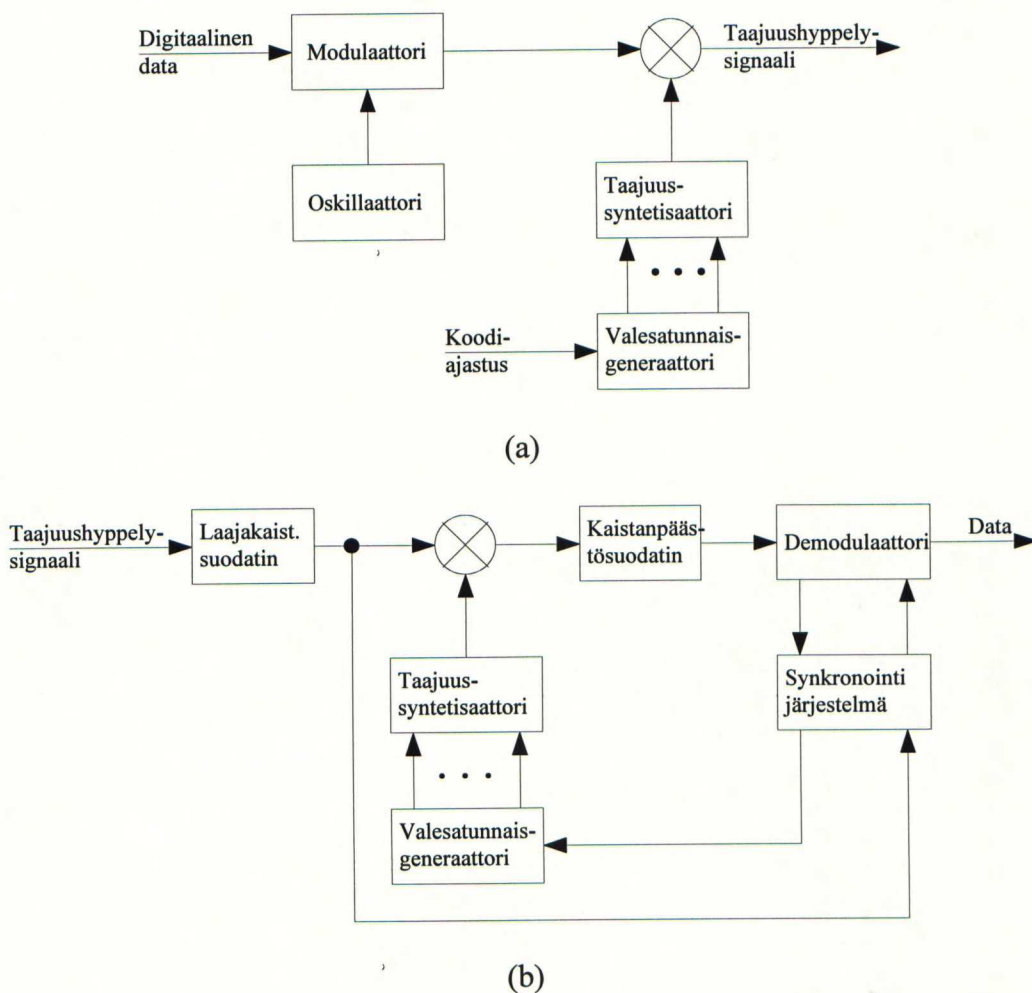
Käytännön järjestelmissä saadaan paras suorituskyky aikaiseksi yleensä jonkinlaisella hybridijärjestelmällä, jossa on samanaikaisesti käytössä useampia näistä hajaspektrisignaalin muodostamistavoista

7.1.1. Taajuushyppelytekniikka

Taajuushyppelytekniikalla muodostetussa hajaspektrisignaalissa lähetettävän signaalin kantoaaltotaajuutta vaihdellaan valesatunnaisesti koko käytettävissä olevalla taajuuskaistalla. Vastaanotossa täytyy luonnollisesti tuntea hyppelykuvio ja pystyä seuraamaan hyppelyä vaihetarkasti. Käytettävää hyppelynopeutta rajoittaa lähinnä taajuussyntetisaattorin nopeus, ja normaalisti hyppelynopeus on alle 500 hyppyä sekunnissa. Tällöin ollaan yleensä tilanteessa, jossa kunkin hypyn aikana lähetetään samalla taajuuskanavalla useita databittejä. Jotta yhdellä kanavalla olevien häiriöiden tai häirinnän aiheuttamat bittivirheet voidaan vastaanotossa korjata sopivalla virheenkorjausmenetelmällä, tulee lähetyksessä käyttää bittilomitusta. Tällöin siirrossa syntyvät peräkkäiset bittivirheet jakautuvat varsinaisessa datassa tasaisesti pidemmälle aikavälille.



Kuva 23 Hajaspektritekniikat.



Kuva 24 Taajuushyppelytekniikalla toimiva hajaspektrijärjestelmä: (a) lähetin ja (b) vastaanotin.

Taajuushyppelytekniikalla saavutettava prosessivahvistus on yhtä suuri kuin käytettävissä olevien taajuuskanavien lukumäärä. Samaa taajuuskaistaa voidaan samanaikaisesti käyttää useammankin taajuushyppelytekniikalla toteutetun yhteyden muodostamiseen, kun vain huolehditaan siitä, että käytettävät hyppelykuviot ovat keskenään ortogonaalisia. Tällöin kahdella tai useammalla eri yhteydellä ei missään vaiheessa käytetä samanaikaisesti samaa lähetystaajuutta.

Taajuushyppelyyn käytettävien kanavien ei tarvitse sijaita spektrissä yhtenäisenä taajuuskaistana, vaan voidaan käyttää toisistaan erillään sijaitsevia kapeampia kaistoja. Esimerkiksi sata 10 Mbit/s siirtokanavaa vaatii vähintään gigahertzin taajuuskaistan. Erityisesti millimetriaaltotaajuuksia matalammilla taajuuksilla tarvittavan levyisen yhtenäisen taajuuskaistan löytäminen voi olla vaikeaa.

7.1.2. Aikahyppelytekniikka

Aikahyppelytekniikkaa käytettäessä lähetettävän kantoaallon taajuus pysyy koko ajan samana, mutta signaalia ei lähetetä jatkuvana jonona, vaan nopeina purskeina. Lähetysketket määräytyvät käytetyn valesatunnaiskoodin perusteella.

Aikahyppelytekniikka sellaisenaan ei tarjoa kovin hyvää suojaa signaalin havaitsemista ja häirintää vastaan, mutta se on hyvin usein käytössä hybriditekniikoissa muiden hajaspektritekniikoiden kanssa.

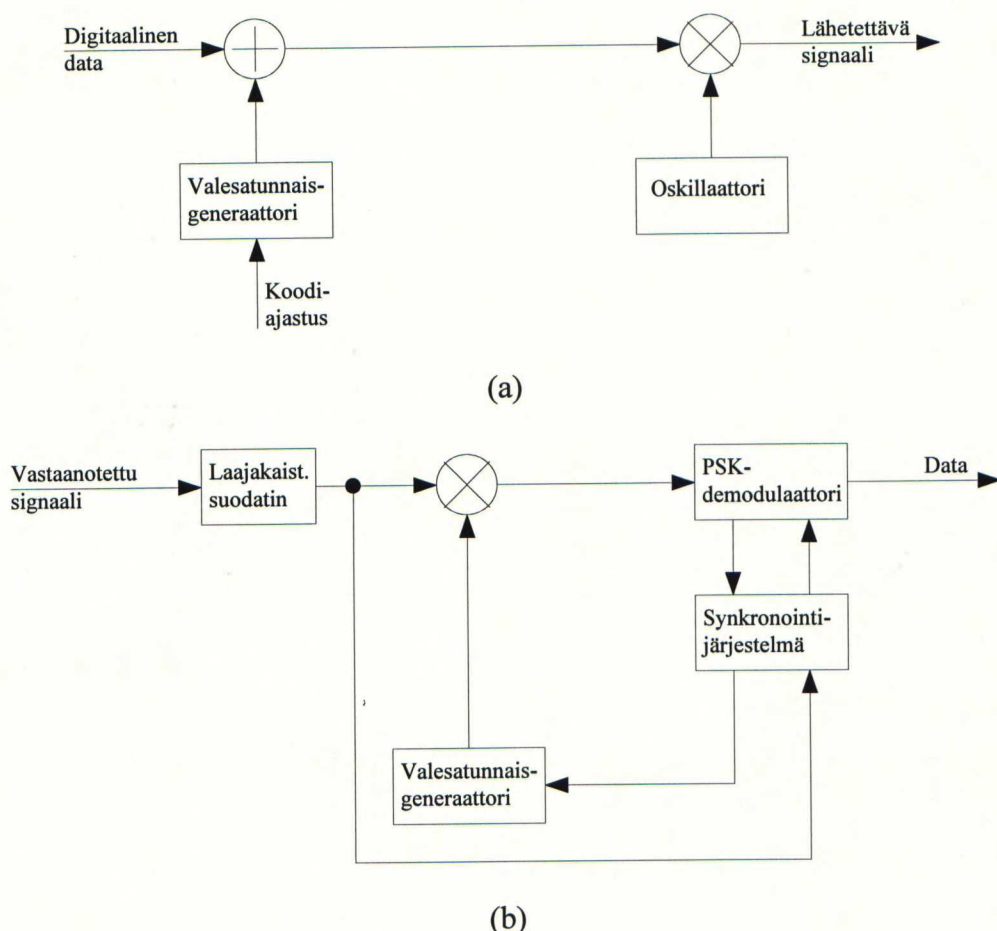
7.1.3. Suorasekvenssitekniikka

Suorasekvenssi- eli DSPN-tekniikkaa (*Direct-Sequence Pseudo Noise*) käytettäessä varsinainen lähetettävä bittijono kerrotaan siirtonopeutta paljon nopeammalla valesatunnaisella bittijonolla eli levityskoodilla, jolloin signaalin spektri leviää alkuperäistä kaistanleveyttä huomattavasti suuremmalle kaistalle. Suorasekvenssitekniikan yhteydessä prosessivahvistus on levitetyn spektrin kaistanleveyden ja kapeakaistaisen signaalin kaistanleveyden suhteen suuruinen. Prosessivahvistus ilmoittaa samalla kuinka paljon teho varsinaisella kantoaaltotaajudella on laskenut.

Suorasekvenssitekniikalla muodostetun hajaspektrisygnaalin vastaanotossa täytyy tuntea käytetty valesatunnainen bittijono. Kun vastaanotettu signaali kerrotaan tällä samalla valesatunnaisella jonolla, kuin mitä spektrin levittämisessä on käytetty, palautuu signaalin spektri takaisin alkuperäiseen kapeakaistaiseen muotoon. Valesatunnaisella signaalilla kertomisen tulee tapahtua juuri oikeassa vaiheessa, joten vastaanottimessa on pystyttävä synkronoitumaan vastaanotetun signaalin valesatunnaisjonoon.

Vastaanottimessa tapahtuvassa synkronoitumisessa voidaan erottaa kaksi vaihetta. Kun lähetys alkaa, ei vastaanottimella ole tietoa lähetetyn signaalin valesatunnaiskoodin vaiheesta. Ensimmäiseen lukittumiseen voidaan käyttää esimerkiksi liukuvaa korrelaattoria, jossa vastaanottimen valesatunnaiskoodia liu'utetaan vastaanotettua signaalia pitkin, kunnes valesatunnaiskoodit osuvat kohdakkain. Valesatunnaiskoodien keskinäistä vaihetta tarkkaillaan autokorrelaatiofunktion avulla. Lukittuminen kestää sitä kauemmin, mitä pidempi valesatunnaiskoodi lähetyksessä on käytössä. Tästä syystä voidaankin käyttää lyhyempää levityskoodia lukittumiseen, ja siirtyä vasta lukittumisen jälkeen käyttämään varsinaista levityskoodia. Tällöin luonnollisesti menetetään osa hajaspektrisygnaalin tarjoamista eduista lukittumisen ajaksi.

Kun karkea lukittuminen yhden valesatunnaiskoodin bitin tarkkuudella on saavutettu esimerkiksi korrelaattorin avulla, siirtyy synkronointitehtävä vastaanottimessa olevalle seurantapiirille. Seurantapiirin tehtävä on suorittaa tarkka lukittuminen lähetyssignaalin



Kuva 25 Suorasekvenssimenetelmällä toimiva hajaspektrisysteemi, jossa käytetään BPSK-modulaatiota: (a) lähetin ja (b) vastaanotin.

valesatunnaiskoodiin ja huolehtia synkronoinnin säilymisestä annetuissa rajoissa koko lähetyksen ajan. Vaadittava lukitustarkkuus on tyypillisesti alle prosentti valesatunnaiskoodin bitin kestosta [19].

Tietyn prosessivahvistuksen saavuttamiseksi tarvitaan valesatunnaisignaali, jonka nopeus on juuri halutun prosessivahvistuksen verran varsinaisen signaalin siirtonopeutta suurempi. Jos siis siirtonopeus on esimerkiksi 10 Mbit/s, ja prosessivahvistukseksi halutaan 20 dB, tarvitaan sata kertaa siirtonopeutta nopeampi valesatunnainen signaali, jolloin valesatunnaisen signaalin nopeudeksi tulee 1 Gbit/s. Käytännön järjestelmissä hajaspektrisignaalin muodostuksessa ja ilmaisussa esiintyvät häviöt hieman heikentävät saavutettavaa prosessivahvistusta. Käytännössä saavutettava prosessivahvistus on 2...3 dB laskettua huonompi.

Valesatunnaisen bittijonon tulee olla kestoaltaan vähintään yhden databitin mittainen, jotta lähetettävän signaalin spektri ei sisällä piikkejä [8]. Valesatunnaisen bittijonon muodostamisessa voidaan käyttää takaisinkytkettyjä siirtorekistereitä. Bittijono tulee valita autokorrelaatio-ominaisuuksien mukaan siten, että koodisynkronointi on mahdollisimman tehokasta. Tämä tarkoittaa sitä, että levityskoodin autokorrelaatiofunktion tulee olla mahdollisimman lähellä nollaa kaikilla muilla viiveen arvoilla kuin viiveen arvolla nolla. Tämän kriteerin täyttäviä koodiperheitä voidaan johtaa matemaattisesti. Eräs esimerkki tällaisesta levityskoodista on maksimipituus-koodi (*maximum length* tai *m-sequence*) [19].

Suorasekvenssimenetelmää voidaan myös käyttää siirtokapasiteetin jakamisessa eri yhteyksien kesken, kunhan eri signaalien levitykseen käytetyt valesatunnaiskoodit ovat keskenään ortogonaalisia. Tällöin samaa taajuuskaistaa voidaan käyttää samanaikaisesti useammalla eri yhteydellä. Tällaista yhteyskäytäntöä kutsutaan koodinjakomonikäyttö- eli CDMA-tyyppiseksi (*Code Division Multiple Access*).

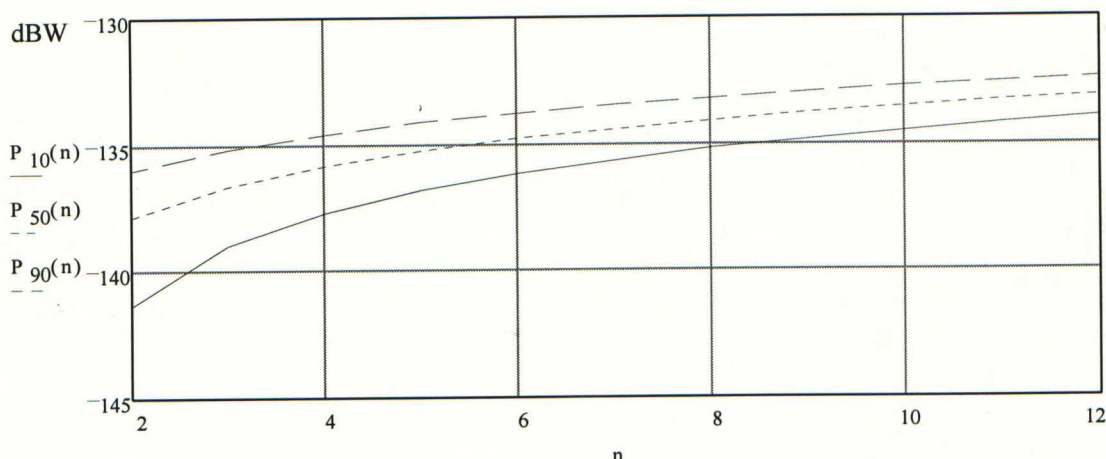
Suorasekvenssitekniikalla muodostettu hajaspektrisignaali vaatii yhtenäisen riittävän leveän taajuuskaistan. Mikäli tarvittavia siirtokanavia on vähän, ei näin suuren kaistan varaaminen järjestelmän käyttöön ole spektritehokkuuden kannalta järkevää. Sama pätee luonnollisesti myös taajuushyppelytekniikalla toteutetulle hajaspektrisignaali.

7.2. Hajaspektrisignaalin havaittavuus

Taajuus- ja aikahyppelytekniikoilla ei saavuteta juurikaan etua pyrittäessä kokonaan salaamaan lähetyksen olemassaolo. Sen sijaan lähetyksen luvaton vastaanotto on vaikeaa, jos vastaanottaja ei tunne käytettyä valesatunnaiskoodia. Häiriöitä ja häirintää vastaan taajuushyppelytekniikka on myös tehokas puolustautumiskeino. Mikäli häirintä tapahtuu kapealla kaistalla, voidaan sen aiheuttamat siirtovirheet korjata bittilomituksen ja sopivan virheenkorjauskoodin avulla. Jos häiritsijä taas käyttää häirintään laajempaa kaistaa, joutuu hän käyttämään paljon suurempaa tehoa saadakseen aikaan saman häirintävaikutuksen kuin kapeakaistaiselle signaalille [19].

Suorasekvenssitekniikalla muodostettua hajaspektrisignaalia voidaan käyttää suojatun yhteyden luomiseen, sillä hyötysignaali saadaan lähes hukutettua kohinaan. Tarkastellaan tällaisen yhteyden havaitsemiseen tarvittavaa vastaanottotehoa esimerkiksi tapauksessa, jossa kaistanleveydeltään 30 MHz:n hyötysignaali on levitetty 1 GHz:n taajuuskaistalle, ja lähetyksen kesto on 1 ms. Prosessivahvistukseksi saadaan tällöin 15,2 dB. Edellisen luvun kaavalla 11 saadaan laskettua radiometritiedusteluvastaanottimen signaalin havaitsemiseksi vaatima vastaanottoteho. Radiometri soveltuu hyvin myös hajaspektrisignaalin havaitsemiseen [20]. Hajaspektrisignaalin havaitsemiseen tarvittava signaaliteho on prosessivahvistuksen neliöjuuren verran vastaavan kapeakaistaisen signaalin havaitsemiseen tarvittavaa tehoa suurempi, eli tässä esimerkkitapauksessa vaaditaan 7,6 dB enemmän vastaanottotehoa kuin levittämättömän 30 MHz:n signaalin yhteydessä.

Suojatun radioyhteyden muodostamisessa kannattaa käyttää voimakkaasti suuntaavia antennoja, joilla on matala sivukeilataso. Suuntaavia antennoja käytettäessä jää tarvittava lähetysteho lyhyellä yhteysetäisyydellä varsin pieneksi. Esimerkiksi edelläkuvatus kaltainen hajaspektri-yhteys toteutettuna 38 GHz:n taajuusalueella toimivalla radiolinkillä vaatii lähetystehoa ainoastaan noin -33 dBm ($0,5 \mu\text{W}$), kun yhteysetäisyydeksi oletetaan 300 metriä, vaadittu signaalikohinasuhde on 10 dB ja lähettimessä sekä vastaanottimessa käytetään vahvistukseltaan 40 dB:n antennoja. Vastaanottimen ja vastaanottoantennin yhteenlasketuksi kohinalämpötilaksi on oletettu 1500 K, ja yhteydellä varataan 15 dB häipymävaraa. Näin pienellä lähetysteholla linkin signaali on käytännössä havaittavissa ainoastaan antennin pääkeilan suunnassa.



Väärän hälytyksen todennäköisyys 10^{-n}

Kuva 26 Radiometritiedusteluvastaanottimen vaatima vastaanottoteho (dBW) eri havaitsemistodennäköisyyksillä väärän hälytyksen todennäköisyyden funktiona hajaspektrisignaalin tapauksessa. $W=1$ GHz ja $T=1,0$ ms.

Mikäli linkillä halutaan toteuttaa point-to-multipoint tyyppisiä yhteyksiä, tulee lähetyksessä ja vastaanotossa käyttää ympärisäteileviä antennejä. Ympärisäteileviä antennejä käytettäessä kasvaa tarvittava lähetysteho kuitenkin nopeasti epärealistisen suureksi. Jos oletetaan ympärisäteilevän antennin vahvistukseksi 3 dB, tarvitaan edelläkuvatun kaltaisessa esimerkkitapauksessa lähetystehoa jo lähes 41 dBm (12 W). Näin suurta lähetystehoa on millimetriaaltoalueen komponenteilla hankala saavuttaa. Lisäksi radioyhteyden olemassaolo on tiedusteluvastaanottimella havaittavissa huomattavasti helpommin ja kauempana kuin suuntaavia antennejä käytettäessä.

Käytännössä tiedusteluvastaanotin ei tunne tarkkaa lähetyshetkeä eikä lähteyksen kestoa. Niinpä signaalin havaitsemiseen tarvittava teho on keskimäärin edellä esitettyä suurempi. Käytännön yhteydellä myös ympäröivät maastoesteet ja kasvillisuus vaikeuttavat signaalin havaitsemista tiedusteluvastaanottimella. Jo vähäinenkin kasvillisuus voi aiheuttaa kymmenien desibelien lisävaimennuksen, kuten luvussa 10 olevista mittaustuloksista käy ilmi. Tästä syystä normaaleissa käyttöolosuhteissa havaittavuus vaakasuunnassa ei liene hajaspektrisignaalin yhteydessä ongelma, vaan kriittiseksi muodostuu nimenomaan havaittavuus ilmasta käsin. Tätä vastaan ilmeisesti ainoa suojautumiskeino on voimakkaasti suuntaavien antennien käyttö.

Edellisessä esimerkkitapauksessa oletetaan, että linkki toimii 38 GHz:n taajuusalueella. Mikäli toimitaan alemmilla taajuuksilla, on signaalin havaitseminen helpompaa, sillä signaali vaimenee sitä hitaammin, mitä pienempi taajuus on käytössä. Myös voimakkaasti suuntaavien antennien valmistaminen alemmilla taajuuksilla on vaikeampaa, ja antennista tulee tarpeettoman suurikokoisia. Vähemmän vahvistavia antennejä käytettäessä puolestaan lähetystehoa joudutaan kasvattamaan, mikä osaltaan helpottaa signaalin havaitsemista tiedusteluvastaanottimella. Myös vaaditun 1 GHz:n levyistä yhtenäistä taajuuskaistaa on vaikea löytää millimetriaaltoaluetta alemmilla taajuuksilla.

8. 60 GHz:n taajuusalueella toimiva linkki

Ilmakehän hapen vaimennuspiikin alueella 60 GHz:n ympäristössä toimivalla radio-linkillä voidaan saavuttaa helposti hyvät LPI-ominaisuudet. Samalla tavalla ilmakehän voimakas vaimennus suojaa yhteyttä ulkopuoliselta häirinnältä. Lyhyellä yhteysvälillä vaimennus ei kuitenkaan sanottavasti vaikuta yhteyden laatuun.

8.1. Radioaaltojen eteneminen 60 GHz:llä

8.1.1. Ilmakehän hapen aiheuttama vaimennus

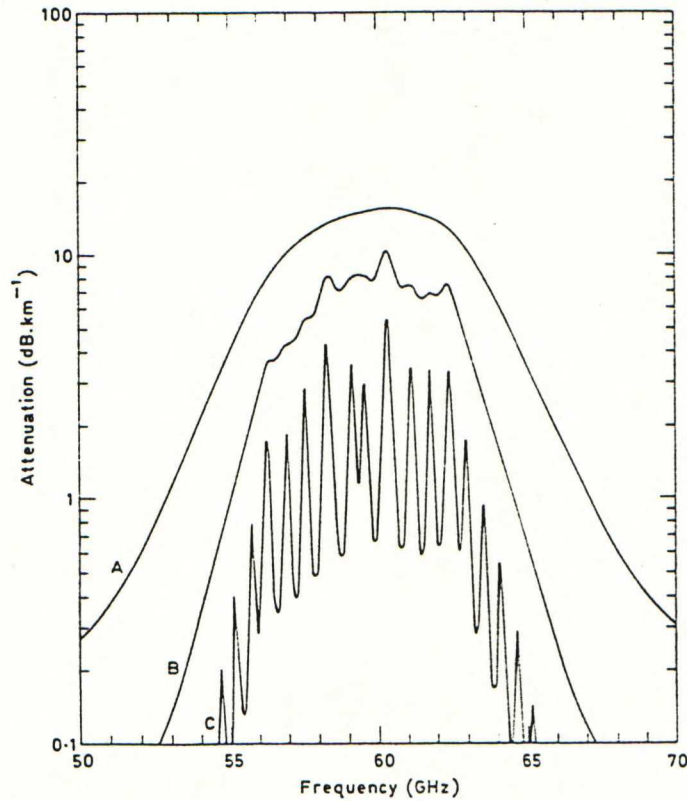
Ilmakehän hapella on 60 GHz:n ympäristössä useita voimakkaita vaimennuspiikkejä (>40 kpl). Merenpinnan tasolla nämä erilliset vaimennuspiikit ovat ilmanpaineen vaikutuksesta sulautuneet yhteen, jolloin nähdään yhtenäinen voimakkaan vaimennuksen alue taajuuksilla 53-67 GHz. Kuvasta 27 voidaan nähdä, että ilmakehän hapen vaimennus on voimakkaimmillaan juuri noin 60 GHz:llä. Tällöin saadaan merenpinnan tasolla lämpötilassa 15°C lisävaimennusta noin 15 dB kilometrin matkalla verrattuna vapaan tilan vaimennukseen. Yli kymmenen desibeliä vaimennusta kilometrillä saadaan taajuusalueella 57-63 GHz.

Ilmakehän hapen vaimennus riippuu ilman lämpötilasta siten, että lämpötilan laskiessa vaimennus kasvaa. 60 GHz:llä yhden asteen muutos lämpötilassa aiheuttaa noin 0,8 prosentin muutoksen vaimennuksen arvossa lämpötila-alueella -20°...+40° C. Lämpötilassa -20° C saadaan siis lisävaimennusta jo noin 20 dB/km [21].

Signaalin tehon vaimenemisen lisäksi ilmakehän happi aiheuttaa signaaliin taajuudesta riippuvaa viivettä, joka vääristää signaalin spektriä. Ilmakehän aiheuttama taajuudesta riippumaton viive on 60 GHz:n taajuusalueella normaaliolosuhteissa noin 1 ns/km. Hapen aiheuttama taajuudesta riippuva viive vaihtelee välillä ± 3 ps/km taajuusalueella 50...70 GHz, joten se on melko pientä verrattuna taajuudesta riippumattomaan viiveeseen. Hyvin laajakaistaisissa järjestelmissä ($B > 1$ GHz) eli suurilla siirtonopeuksilla tai esimerkiksi hajaspektrijärjestelmissä tämä kuitenkin huonontaa saavutettavaa bittivirhe-suhdetta [21].

8.1.2. Vesihöyryn vaikutus

Myös vesihöyryllä on millimetriaaltoalueella absorptiopiikkejä, joista kuitenkaan mikään ei osu 60 GHz:n läheisyyteen. Tällä taajuusalueella vesihöyryn vaimennus on normaaliolosuhteissa vain noin 0,1 desibeliä kilometrillä. Niinpä sen vaikutus voidaan



Kuva 27 Ilmakehän hapen aiheuttama vaimennus. Käyrä A merenpinnan tasolla ($P=1013$ mbar, $T=288$ K), käyrä B 10 km:n korkeudessa ($P=265$ mbar, $T=223$ K) ja käyrä C 20 km:n korkeudessa ($P=55$ mbar, $T=216$ K) [21].

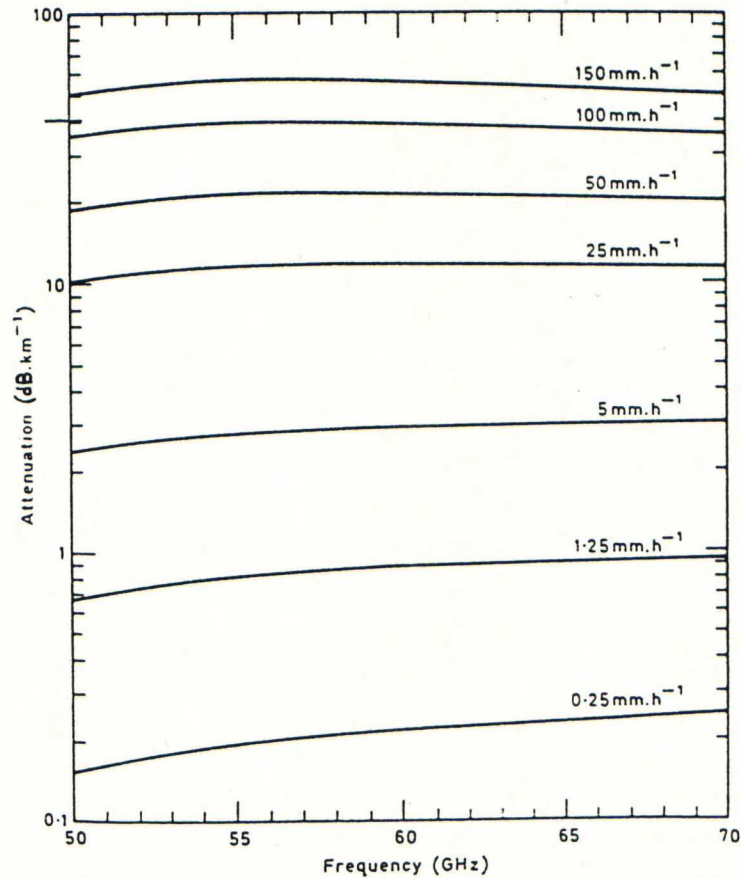
useimmiten jättää tarkastelun ulkopuolelle, kun otetaan huomioon hapen aiheuttama huomattavasti voimakkaampi vaimennus.

8.1.3. Sadevaimennus

Ilmakehän kaasujen aiheuttama vaimennus on aina olemassa ja se ilmoittaa näinollen saavutettavissa olevan minimivaimennuksen jollakin tietyllä yhteysvälillä. Tämän lisäksi on olemassa joukko tilastollisia ilmiöitä, kuten vesi- ja lumisade sekä sumu, jotka aiheuttavat esiintyessään huomattavaakin lisävaimennusta.

Radioaallot vaimenevat vesipisaroiden vaikutuksesta sekä siroamalla että absorboitumalla, sironnan olessa kuitenkin pääasiallinen vaimennusmekanismi. Sironna on voimakkaimmillaan silloin, kun aallonpituus on pisan halkaisijan kokoluokkaa. Niinpä juuri millimetriaaltoalueella sadepisaroiden vaimennus voi olla hyvinkin voimakasta.

Sadevaimennuksen tarkka ennustaminen on hyvin vaikeaa, sillä se riippuu paitsi sateen voimakkuudesta ja lähetystaajuudesta, myös vesipisaroiden koosta, muodosta, asennosta, lämpötilasta ja dielektrisyysvakiosta sekä lähetyksen polarisaatiosta. Sade itsessään on tietysti hyvin epäsäännöllinen ja vaikeasti ennustettava ilmiö, mutta lisäksi pisaroiden ominaisuudet saattavat sateen aikana vaihdella hyvinkin huomattavasti sekä ajallisesti että paikallisesti. Sadepisarot eivät myöskään ole muodoltaan pyöreitä, vaan



Kuva 28 Lasketut sadevaimennukset käyttäen Laws and Parsons pisarakokoja-kaumaa [21].

pisaran halkileikkaus on horisontaalisuunnassa litistynyt ellipsi, mistä seuraa voimakkaampi vaimennus horisontaali- kuin vertikaalipolarisaatiolle. Sadevaimennuksen laskemiseksi on kehitetty useita erilaisia teoreettisia malleja. Kuvassa 28 näkyy yhdellä tällaisella mallilla (Laws and Parsons) laskettu sadevaimennus sateen voimakkuuden funktiona 60 GHz:n taajuusalueella.

Sadevaimennuksen monimutkaisen luonteen vuoksi on luonnollisempaa käsitellä sitä tilastollisesti, kuin pyrkiä laskemaan vaimennusarvoja joissakin yksittäisissä tapauksissa. Voidaan arvioida, että voimakkaimmillaan sadevaimennus Suomessa on noin 40 dB/km. Tämä vastaa noin 100 mm/h sademäärää, mikä merkitsee hyvin voimakasta ukkoskuuroa. Näin voimakkaita sadevaimennusarvoja esiintyy kuitenkin vain alle 0,001% kaikesta ajasta, eli keskimäärin reilut viisi minuuttia vuodessa. Sateen voimakkuuden ollessa 10 mm/h, sen aiheuttama vaimennus on noin 5 desibeliä kilometrillä. Tämä arvo ylitetään noin 0,1% ajasta.

Sadepisarat aiheuttavat radioaalloille myös depolarisaatiota eli tehon siirtymistä polarisaatiolta toiselle. Tämä on erityisen haitallista silloin, jos järjestelmä käyttää eri polarisaatioita kanavien erottamiseen. Myös ympyräpolarisaation yhteydessä depolarisaatio aiheuttaa järjestelmän suorituskyvyn heikkenemistä [21].

8.1.4. Lumen, rännän ja rakeiden aiheuttama vaimennus

Lumen, rännän ja rakeiden aiheuttamaa vaimennusta on vielä vaikeampi ennustaa kuin vesisateen aiheuttamaa vaimennusta, mikä johtuu lumen hyvinkin vaihtelevasta koostumuksesta. Lisäksi lumisade sisältää vielä paljon suurempia paikallisia vaihteluita kuin vastaava vesisade, johtuen tuulen aiheuttamista turbulensseista sekä lumisateen vaakasuorasta komponentista. Toisaalta lumen vaikutusta radioaaltojen etenemiseen tällä taajuusalueella on tutkittu melko vähän.

On kuitenkin todettu, että lumisateen aiheuttama vaimennus riippuu voimakkaasti lumen vesipitoisuudesta. Mitä vetisempää lumi on, sitä enemmän se aiheuttaa vaimennusta. Kuivan lumen aiheuttama vaimennus on vastaavan vesisateen vaimennusta pienempi, kun taas rännän aiheuttama vaimennus voi ylittää vastaavan vesisateen vaimennuksen voimakkuuden. Hiutaleiden epämääräinen muoto voi myöskin aiheuttaa kentän depolarisaatiota.

Rakeiden aiheuttama vaimennus vastaa paremmin vastaavan vesisateen vaimennusta, ollen yleensä hieman vastaavan vesisateen aiheuttamaa vaimennusta suurempi. Tämä johtuu rakeiden lumi- tai räntähiutaleita säännöllisemmästä muodosta, joka lisäksi muistuttaa hyvin paljon vesipisaroiden muotoa. Lisäksi rakeiden pinnalla on usein ohut kerros sulaa vettä, jolloin voidaan arvioida niiden vastaavan vaimennukseltaan vesipisaroita. Raekuurojen esiintymistodennäköisyys on myöskin melko pieni, alle 0,001 % kaikesta ajasta, mikä on samaa luokkaa kaikkein voimakkaimman sadevaimennuksen esiintymistodennäköisyyden kanssa. Siten niiden vaikutus tilastollista sadevaimennusta arvioitaessa on melko pieni [11], [21].

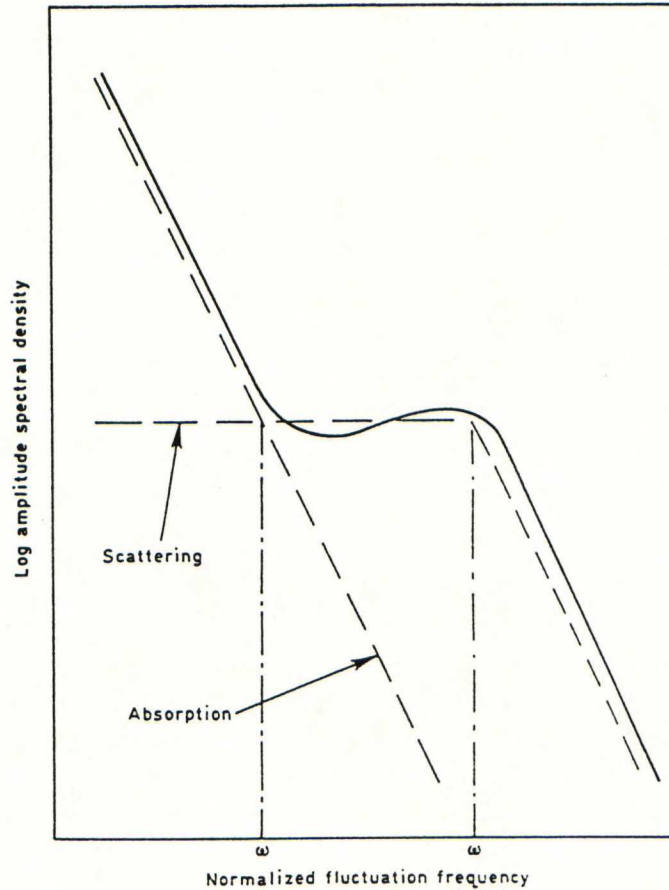
8.1.5. Sumun aiheuttama vaimennus

Sumu koostuu pienistä vesipisaroista, jotka ovat tyypillisesti alle 0,1 mm halkaisijaltaan, joten sironta millimetriaaltoalueella on suhteellisen pientä. Vaimennus aiheutuu siis pääasiassa absorptiosta, joka riippuu sumun tiheydestä sekä sumun sisältämän veden ominaisuuksista samaan tapaan kuin sateenkin yhteydessä. Koska sumun vesipitoisuus on yleensä melko pieni, ei sumuvaimennus 60 GHz:n alueella ole kovinkaan merkittävää, ainakaan verrattuna hapen tai sateen aiheuttamiin vaimennuksiin. Hyvinkin tiheän sumun (näkyvyys 25 m) aiheuttama vaimennus on vain noin kaksi desibeliä kilometrin matkalla [11], [21].

8.1.6. Skintillaatio

Ilmakehän taitekertoimen nopeat paikalliset vaihtelut aiheuttavat radioyhteydellä vastaanotettavan signaalin tehon nopeita vaihteluita. Tätä ilmiötä kutsutaan skintillaatioksi eli tuikkimiseksi. Skintillaation aiheuttaa 60 GHz:llä vastaanotettavaan tehoon vaihtelua, jonka varianssi voi olla jopa 3 desibeliä kilometrin matkalla ja vaihtelu huipusta huippuun jopa 10 desibeliä kilometrillä. Näin suuret vaihtelut ovat kuitenkin harvinaisia.

Skintillaation aiheuttaman tehovaihtelun taajuusspektri nähdään kuvasta 29. Spektrin



Kuva 29 Skintilaation aiheuttaman tehovaihtelun jakautuminen eri taajuuksille [21].

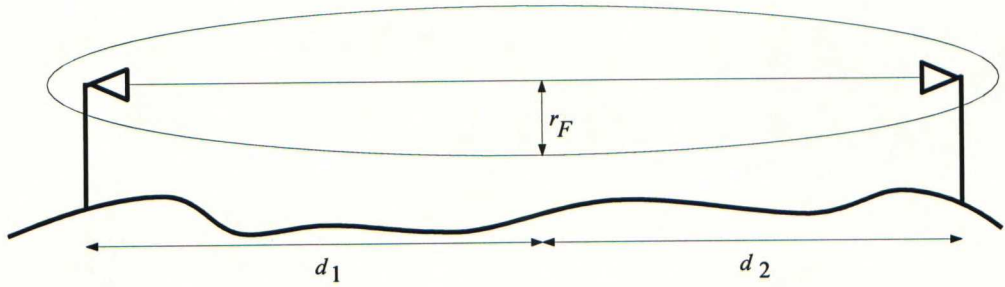
suoraan laskevalla osalla käyrä laskee suhteessa $f^{8/3}$. Kulmataajuuudet f_1 ja f_2 riippuvat mm. tuulen nopeudesta, lähetystaajuudesta, yhteysetäisyydestä ja ilmakehän taitekerroimen vaihteluista. Esimerkkinä voidaan mainita mittaustuloksia, joissa f_1 vaihtelee välillä $10^{-3}..10^{-2}$ Hz ja f_2 välillä $0,1..1$ Hz [21].

8.1.7. Pölyn ja savun aiheuttama vaimennus

Pöly ja savu eivät aiheuta merkittävää vaimennusta millimetriaaltoalueella. Juuri tämä onkin yksi millimetriaaltojen käytön eduista sotilaallisissa sovelluksissa verrattuna esimerkiksi infrapuna-alueen käyttöön [11].

8.1.8. Kasvillisuuden ja yhteysvälillä olevien esteiden vaikutus

Näköyhteyshäiriöitä suunniteltaessa tulee yhteysvälille varata riittävän leveä vapaa etenemisväylä, jotta väylän reunoilla olevat esteet eivät vaimentaisi signaalia. Tarvittavan väylän leveys voidaan määrittää nk. Fresnelin vyöhykkeiden avulla. Fresnelin vyöhykkeet ovat ellipsoideja, joiden polttopisteissä sijaitsevat linkkien antennit. Millimetriaaltoalueen linkille vaaditaan, että ensimmäisen Fresnelin vyöhyke



Kuva 30 Ensimmäinen Fresnelin vyöhyke.

on kokonaan vapaa esteistä. Ensimmäisen Fresnelin vyöhykkeen säde r_F metreinä saadaan kaavalla [22]:

$$r_F = 17,3 \cdot \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{d \cdot f}} \quad (12)$$

missä d_1 ja d_2 ovat etäisyydet yhteysvälin antenneista tarkasteltavaan pisteeseen (km), d on koko yhteysvälin pituus (km) ja f on lähetystaajuus (GHz). 60 GHz:n linkille kaava (11) antaa ensimmäisen Fresnelin vyöhykkeen säteeksi 300 metrin yhteyden puolessavälissä noin 60 cm. Eli leveimmillään tällainen linkki vaatii 120 cm:n levyisen väylän, jotta väylän laidoilla sijaitsevat esteet eivät vaimenna signaalia.

Mikäli ensimmäisen Fresnelin vyöhykkeen sisällä on esteitä, aiheuttavat nämä lisävaimennusta linkkivälillä. Esteen aiheuttama vaimennus on sitä suurempaa, mitä pyöreämpi on sen reuna. Pienimmän vaimennuksen aiheuttaa veitsenterän muotoinen esteen reuna. Tällaisen veitsenterän muotoisen esteen aiheuttama lisävaimennus, kun este peittää puolet ensimmäisestä Fresnelin vyöhykkeestä, on 6 dB. Vastaavasti peittävän suuren pyöreän esteen aiheuttama vaimennus puolestaan on noin 15 dB. Keskimäärin voidaan arvioida, että juuri antennien väliselle näköyhteyssuoralle ylettyvä este aiheuttaa noin 10 dB lisävaimennusta.

Edellä esitetyt vaimennusarvot koskevat luonnollisesti tilannetta, jossa esteet peittävät koko Fresnelin vyöhykkeen toisen puolikkaan. Yksittäiset ohuet esteet eivät aiheuta sannottavaa lisävaimennusta, vaikka ne osuisivatkin juuri antennien välisen näköyhteyssuoran keskelle. Estettä, jonka leveys yhteysväliin nähden kohtisuorassa suunnassa on alle 0,3 kertaa ensimmäisen Fresnelin vyöhykkeen säde, voidaan pitää yhteyden kannalta niin pienenä, ettei sillä ole vaikutusta yhteysvälin vaimennukseen. Niinpä esimerkiksi edellä mainitun 60 GHz:n linkin tapauksessa eivät alle 18 cm:n paksuiset yksittäiset puunrungot tai muut esteet yhteyden puolivälissä juuri vaikuta yhteyden laatuun. Tultaessa lähemmäs jompaa kumpaa antennia, alkavat yhä ohuemmat esteet vaikuttaa yhteysvälin vaimennukseen [22].

Bristolin yliopiston suorittamissa mittauksissa [23] tutkittiin signaalin etenemistä esteen taakse diffraktion vaikutuksesta. Signaali etenee esteen taakse parhaiten silloin, kun diffraktiota aiheuttava reuna on veitsen terän muotoinen ja hyvin johtavaa materiaalia. Bristolin yliopiston tutkimuksessa yhteysvälin vaimennusta mitattiin tilanteessa, jossa vastaanotinta liikutettiin rakennuksen nurkan taakse. Kun vastaanotin oli juuri reunan kohdalla, mitattiin lisävaimennusta noin 4 dB verrattuna näköyhteyteen. Kun vastaanotinta siirrettiin nurkan taakse, lisääntyi vaimennus nopeasti, ollen jo muutaman metrin

siirtymisen jälkeen noin 40 dB. Vaimennuksen suuruus riippuu myös vastaanottimen etäisyydestä esteeseen. Samoissa mittauksissa myös todettiin antennien välisen näköyhteyden katkaisseen pakettiauton aiheuttavan signaalin häipymisen alle kohinatason, eli lisävaimennus oli yli 25 dB.

Kasvillisuuden vaikutuksesta millimetriaaltojen etenemiseen on olemassa melko vähän tutkimusmateriaalia. Olemassa olevista mittauksista käy kuitenkin ilmi, että vaimennus desibeleinä ei kasva lineaarisesti etäisyyden funktiona, vaan vaimennus pituusyksikköä kohti on sitä suurempi mitä pidemmän matkan signaali kulkee kasvillisuuden läpi. Luonnollisesti vaimennus riippuu myös voimakkaasti kasvillisuuden tiheydestä. Joka tapauksessa kasvillisuus aiheuttaa millimetriaaltoalueella hyvin voimakasta vaimennusta lähetetylle signaalille [24]. Jo muutaman metrin paksuinen yhtenäinen kasvillisuus aiheuttaa kymmenien desibelien vaimennuksen. Tehtyjen kokeiden mukaan yhteys katkeaaakin järkevällä häipymävaralla heti, kun näköyhteys lähettimen ja vastaanottimen välillä menetetään kasvillisuuden takia [25]. Tämä todettiin myös tämän diplomityön yhteydessä tehdyissä 60 GHz:n etenemismittauksissa, joista kerrotaan tarkemmin luvussa 10.

8.1.9. Maanpinnan vaikutus

Maanpinta ja yhteysvälin läheisyydessä olevat esteet heijastavat niihin osuvia radioaaltoja ja aiheuttavat näin monitiehäipymää radioyhteydellä. Maanpinnan heijastuskerroin riippuu säteilyn tulokulmasta sekä polarisaatiosta. Maanpinnan heijastuskerroin horisontaali- ja vertikaalipolarisaatioilla voidaan laskea kaavojen (13) ja (14) avulla. Kuvissa 31 ja 32 on esitetty heijastuskertoimen itseisarvo ja vaihe sekä horisontaali- että vertikaalipolarisaatioilla säteilyn tulokulman funktiona. Tulokulmalla tarkoitetaan tässä yhteydessä maanpinnan tangentin ja säteilyn tulosuunnan välistä kulmaa. Maanpinnan johtavuudeksi on arvioitu $\sigma=12$ S/m ja dielektrisyysvakioksi $\epsilon_r=4$, mitkä vastaavat keskikuiivan maanpinnan arvoja 60 GHz:llä [26]. Maanpinnan sähköisiin ominaisuuksiin vaikuttaa esimerkiksi kosteus.

$$\rho_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (13)$$

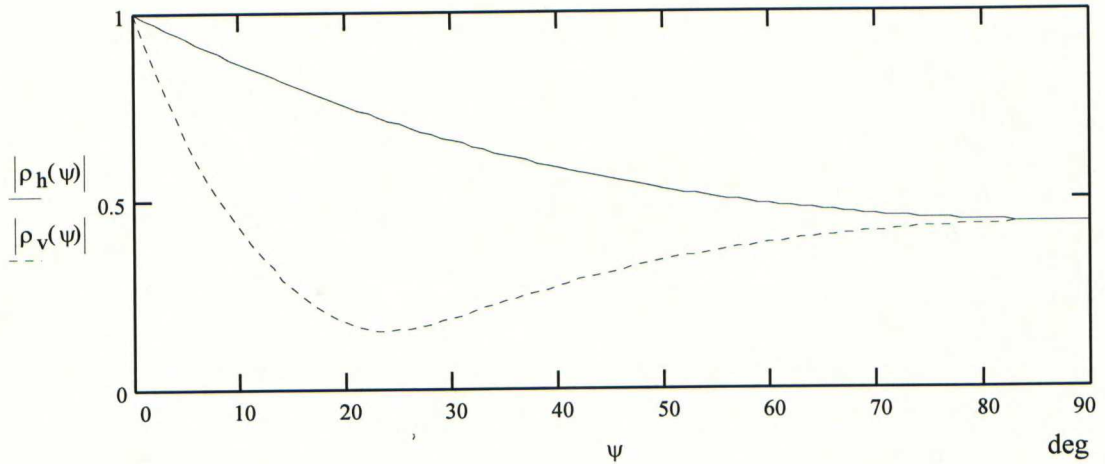
$$\rho_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (14)$$

missä

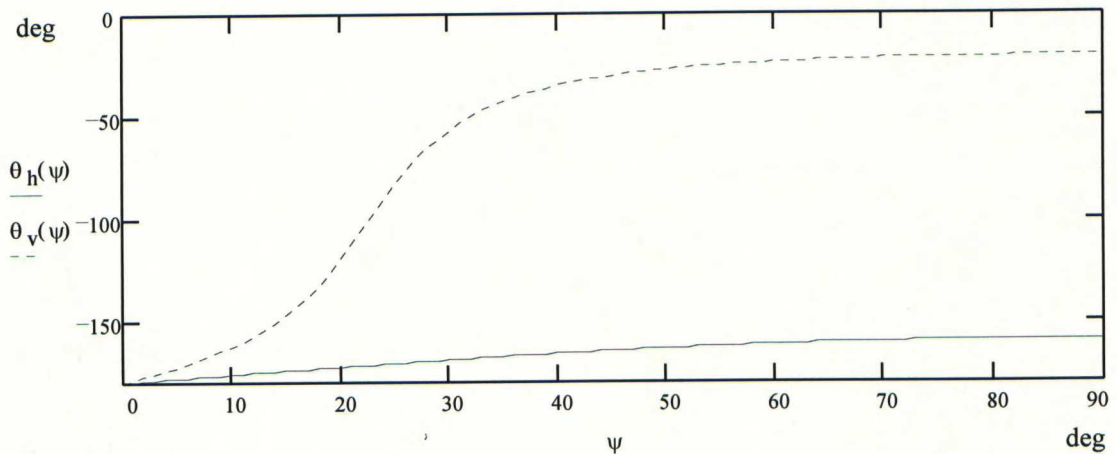
$$x = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} = \frac{18 \cdot 10^9 \sigma}{f} \quad (15)$$

Tässä puolestaan $\omega=2\pi f$ on kulmataajuus ja ϵ_0 on tyhjiön permittiivisyys.

Pienillä tulokulman arvoilla heijastuskerroin on molemmilla polarisaatioilla lähellä arvoa -1, eli kaikki teho heijastuu takaisin, mutta vastakkaisessa vaiheessa kuin



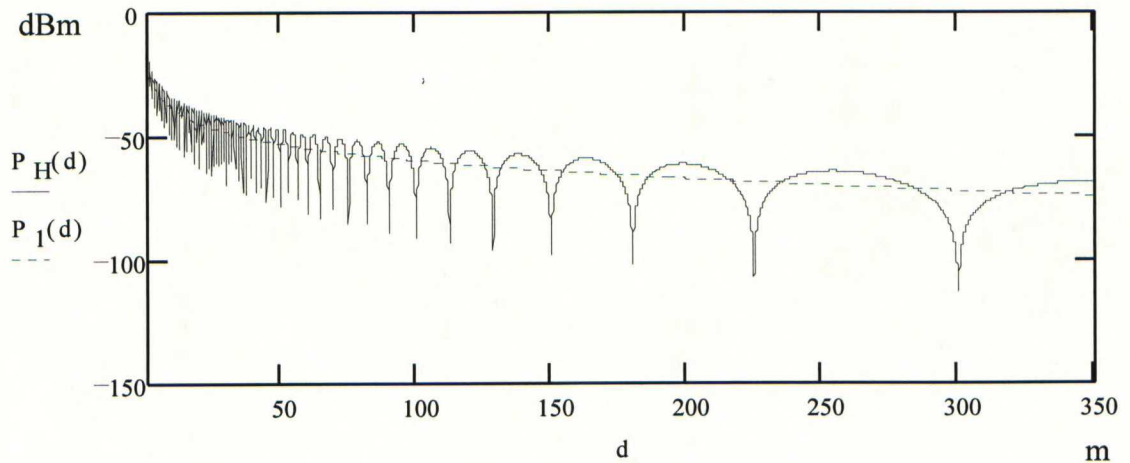
Kuva 31 Maanpinnan heijastuskertoimen itseisarvo horisontaali- (yhtenäinen viiva) ja vertikaalipolarisatioilla (katkoviiva) säteilyn tulokulman funktiona 60 GHz:llä. Oletettu tavanomaisen maanpinnan johtavuudeksi $\sigma = 12 \text{ S/m}$ ja dielektrisyysvakioksi $\epsilon_r = 4$.



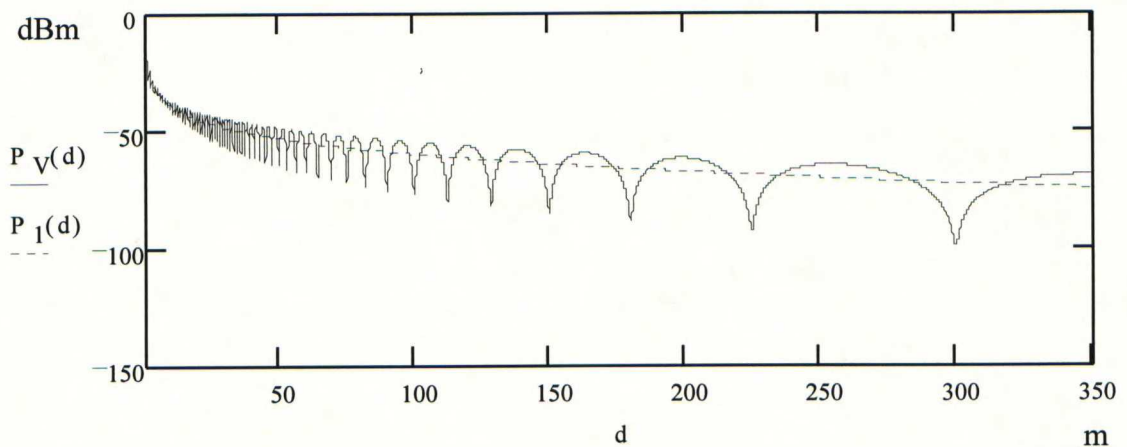
Kuva 32 Maanpinnan heijastuskertoimen vaihe horisontaali- ja vertikaalipolarisaatioilla säteilyn tulokulman funktiona 60 GHz:llä. $\sigma = 12 \text{ S/m}$ ja $\epsilon_r = 4$.

alkuperäinen säteily. Horisontaalipolarisaatiolla heijastuskertoimen vaihe on lähellä arvoa 180° kaikilla kulman arvoilla, ja heijastuskertoimen itseisarvokin pienenee huomattavasti hitaammin kuin vertikaalipolarisaatiolla. Vertikaalipolarisaatiolla heijastuskertoimen itseisarvo laskee tulokulman arvoon n. 23° asti, minkä jälkeen arvo taas nousee hitaasti. Kulman arvolla n. 23° heijastuskertoimen itseisarvo on vertikaalipolarisaatiolla lähellä nollaa, eli maanpinta heijastaa vain hyvin pienen osan tulevasta tehosta. Samalla myös heijastuskertoimen vaihe vertikaalipolarisaatiolla muuttuu pikkuhiljaa arvosta 180° lähelle arvoa 0° . Kulmaa, jolla heijastuskertoimen itseisarvo on pienimmillään, kutsutaan Brewsterin kulmaksi. Suurilla tulokulman arvoilla heijastuskertoimet eri polarisaatioilla lähestyvät luonnollisesti toisiaan, ollen tulokulman arvolla 90° samat [27].

Vastaanottimen antennissa suoraan edennyt ja heijastunut säteily summautuvat, jolloin vastaanotetussa tehossa esiintyy vuorottelevia maksimeja ja minimejä yhteysetäisyyden funktiona. Peräkkäiset maksimit ja minimi ovat sitä kauempana toisistaan, mitä



Kuva 33 Maanpinnan heijastuksesta aiheutuva tehotason vaihtelu vastaanottimessa yhteysetäisyyden funktiona horisontaalipolarisaatiolla. Vapaan tilan ja ilmakehän hapen vaimennuksen kaavoilla laskettu tehokäyrä on merkitty katkoviivalla. Lähetysteho P_t on -8 dBm.



Kuva 34 Maanpinnan heijastuksesta aiheutuva tehotason vaihtelu vastaanottimessa vertikaalipolarisaatiolla verrattuna vapaan tilan ja ilmakehän hapen vaimennuksen kaavoilla laskettuun vastaanottotehoon. Lähetysteho P_t on -8 dBm.

pidempi yhteysetäisyys on kyseessä. Horisontaalipolarisaatiolla maanpinnan heijastuksesta aiheutuvat minimi ovat syvempiä kuin vertikaalipolarisaatiolla, johtuen horisontaalipolarisaation heijastuskertoimen suuremmasta itseisarvosta. Kuvissa 33 ja 34 on laskettu tehotaso vastaanottimessa yhteysetäisyyden funktiona molemmilla polarisaatioilla. Maanpinnan heijastuskertoimen arvot on oletettu kuvien 31 ja 32 mukaisiksi. Oletetun yhteysvälin ominaisuudet vastaavat tässä projektissa etenemismittauksissa käytetyn laitteiston ominaisuuksia. (Lähetysteho $P_t = -8$ dBm, antennien vahvistus $G_t = G_r = 30,5$ dB ja antennihaaroissa olevien isolaattorien vaimennus $L = 1,8$ dB.)

Kuvissa 33 ja 34 esitetyt interferenssikuvioita laskettaessa on oletettu, että maanpinta on täysin tasainen. Käytännössä maanpinnan epätasaisuus aiheuttaa sen, että kaikki teho ei heijastu ylläesitettyjen heijastuskertoimien edellyttämällä tavalla, vaan osa tehosta

siroaa eri suuntiin. Siroavan tehon osuus on sitä suurempi, mitä jyrkemmässä kulmassa säteily kohtaa rosoisen pinnan. Hyvin pienillä tulokulmilla taas epätasainenkin pinta näyttää säteilyn kannalta tasaiselta. Pinnan tasaisuuteen heijastusten kannalta vaikuttaa luonnollisesti myös säteilyn aallonpituus.

Pinnan tasaisuutta säteilyn kannalta voidaan arvioida nk. Rayleighin kriteerin avulla. Rayleighin kriteeri saadaan kaavalla [27]:

$$C = \frac{4\pi\sigma \sin \psi}{\lambda} \quad (16)$$

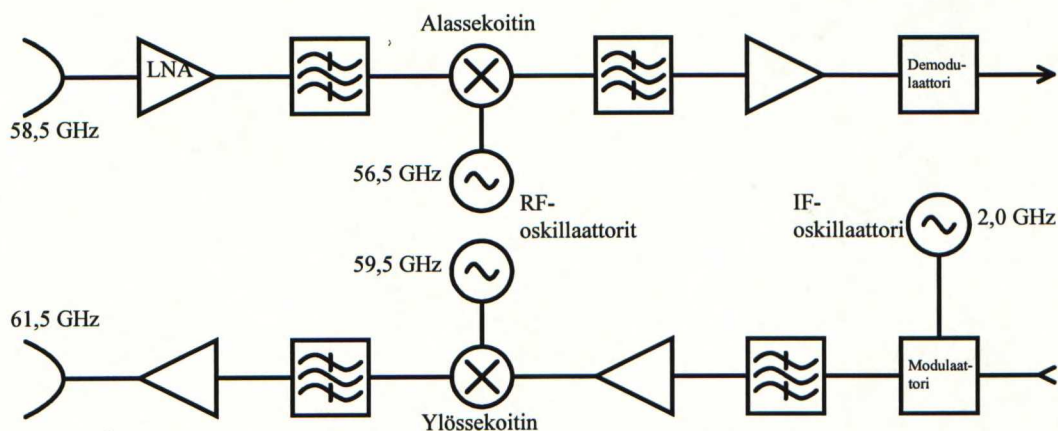
missä σ on maanpinnan korkeuden keskihajonta. Kun $C < 0,1$, voidaan pintaa pitää säteilyn kannalta täysin tasaisena, ja kaikki teho heijastuu yllä esitetyllä tavalla. Kun taas $C > 10$, on heijastuneen säteilyn osuus niin pieni, että se voidaan jättää huomioimatta. 60 GHz:llä ja säteilyn tulokulmalla 1° tämä edellyttää pinnankarkeutta $\sigma \approx 23$ cm. Täysin tasaisena taas voidaan pitää pintaa, jonka karkeus on $\sigma \approx 2,3$ mm.

Käytännössä avoimen maanpinnan karkeus asettuu yleensä johonkin tälle välille, joten maksimien ja minimien vaihtelu ei ole aivan yhtä voimakasta kuin kuvissa 33 ja 34. Heijastuksia kuitenkin tapahtuu, joten kokonaan niiden vaikutusta ei voi jättää huomioimatta edes millimetriaaltoalueella, varsinkaan jos yhteysvälillä käytettävä antennikorkeus on suhteellisen matala, kuten esimerkiksi mittauksissa ja interferenssikuvioita 33 ja 34 laskettaessa käytetty 1,50 metriä. Tällöin säteilyn heijastuskulma esimerkiksi 300 metrin yhteysetäisyydellä on vain noin $0,6^\circ$. Myös lopullisessa järjestelmässä antennikorkeus tullee olemaan samaa suuruusluokkaa.

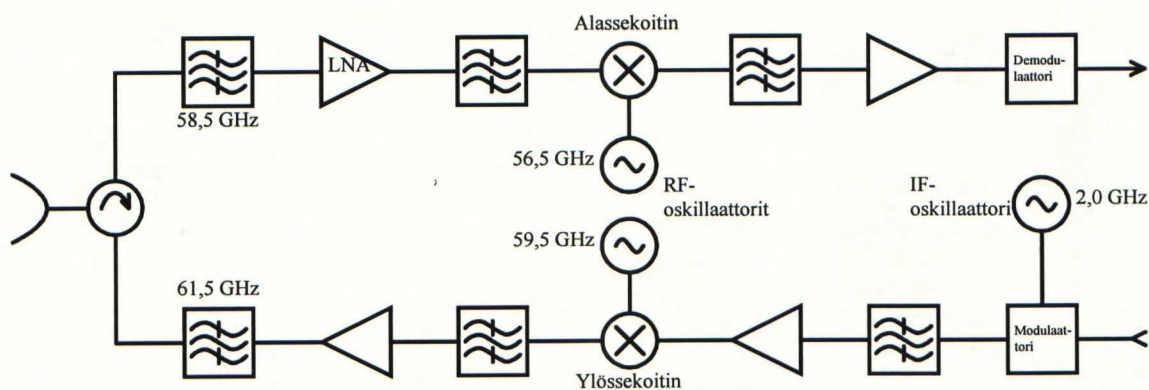
Heijastuksista ja diffraktiosta johtuvaa monitiehäipymää voidaan lyhyellä yhteysvälillä pienentää käyttämällä voimakkaasti suuntaavia antennoja. Maanpinnalla oleva aluskasvillisuus vaimentaa myös tehokkaasti heijastuksia ja pienentää näin monitie-etene- misestä aiheutuvaa häipymää. Myös ilmakehän hapen aiheuttama lisävaimennus vähentää jonkin verran monitiehäipymää, sillä heijastuneet signaalit vaimenevat voimakkaammin kuin suoraan edennyt signaali [28].

8.2. 60 GHz:n linkin rakenne

Millimetriaaltoalueen linkki on luonnollista jakaa kahteen erilliseen osaan, nimittäin millimetritaajuusosaan ja matala-/kantataajuusosaan. Millimetritaajuusosiin kuuluvat millimetriaaltosekoittimet, millimetriaalto-oskillaattori ja mahdollisesti myös korkeimman välitaajuuden sekoittimet sekä näihin liittyvät vahvistimet ja suodattimet. Nämä tulee sijoittaa antennin yhteyteen, sillä muuten siirtohäviöt millimetriaaltoalueella kasvavat turhan suuriksi. Matala-/kantataajuusosiin kuuluvat mahdollisilla alemmilla välitaajuuksilla toimivat sekoittimet, modulaattori, virheenkorjaimet ja näihin liittyvät vahvistimet ja suodattimet. Nämä voidaan sijoittaa ajoneuvoon sisälle ja yhdistää antennirakenteissa sijaitsevaan millimetriaalto-osaan kaapelilla. Myös millimetritaajuusosien virransyöttö voidaan järjestää tämän saman kaapelin avulla.



Kuva 35 Erillisillä lähetys- ja vastaanottoantenneilla varustetun full-duplex tyyppisen radiolähetinvastaanottimen rakenne.



Kuva 36 Yhteisellä lähetys- ja vastaanottoantennilla varustetun full-duplex tyyppisen lähetinvastaanottimen rakenne.

Millimetriaalto-osat on mahdollista integroida MMIC-tekniikalla yhdelle sirulle, mutta tämä on taloudellisesti kannattavaa vasta kun valmistusmäärät ovat tuhansia tai kymmeniätuhansia kappaleita. Pienillä valmistusmäärillä kannattaa käyttää mahdollisimman paljon valmiita komponentteja ja toteuttaa millimetriaaltopiirit hybriditekniikalla.

Vastaanottimessa on antennihaaran jälkeen ensimmäisenä yleensä pienikohinainen vahvistin (LNA, *Low Noise Amplifier*). Tämän vahvistimen kohinaominaisuudet määräävät hyvin pitkälti koko vastaanottimen kohinaominaisuudet. 60 GHz:n LNA:lla voidaan saavuttaa esimerkiksi 25 dB:n vahvistus ja 5 dB:n kohinaluku. 60 GHz:n LNA on kuitenkin melko hankala ja kallis komponentti valmistaa, joten tällä taajuusalueella on sekoitin usein ensimmäinen komponentti vastaanottohaarassa. Tällöin vastaanottimen herkkyyks luonnollisesti kärsii jonkin verran.

Mikäli millimetriaaltoalueen LNA jätetään linkistä pois, voidaan vastaanottimen kohinaominaisuuksia parantaa käyttämällä sekoittimen jälkeen välitaajuudella toimivaa LNA:ta. Mikroaaltoalueen vähäkohinaisia vahvistimia on helposti saatavana kaupallisesti, ja näiden komponenttien hinta on huomattavasti vastaavan millimetriaaltoalueen vahvistimen hintaa pienempi. Mikroaaltoalueen vahvistimella voidaan päästä helposti 1 dB:n kohinalukuun ja 25 dB:n vahvistukseen.

Vahvistuksen jälkeen vastaanotettu signaali suodatetaan. Tällä suodattimella pyritään suodattamaan vastaanottimen peilitaajuudella olevaa kohinaa, joka muuten summautuisi sekoituksessa haluttuun signaaliin huonontaan näin signaalikohinasuhdetta. Myös muut harhasignaalit, jotka voisivat sekoituksessa osua signaalitaajuudelle tai hyvin lähelle sitä, suodatetaan tällä suodattimella pois. Millimetriaaltoalueen suodattimet ovat tyypillisesti aaltoputkisuodattimia, jotta saavutetaan riittävän pieni vaimennus päästökaistalla. Tyypillisesti tämä vaimennus on alle 2 dB. LO-signaalin (*Local Oscillator*) vaimennus tulee olla esimerkiksi >25 dB ja peilitaajuuden vaimennus >30 dB. Suodattimet voidaan toteuttaa myös mikroliuskatekniikalla, mutta tällöin häviöt kasvavat tällä taajuusalueella helposti suuriksi.

Suodatuksen jälkeen signaali sekoitetaan ensimmäiselle välitaajuudelle (IF, *Intermediate Frequency*). Erilaisia sekoitintyypppejä ovat balansoimattomat yhden diodin sekoittimet, balansoidut ja kaksoisbalansoidut sekoittimet sekä peilitaajuutta vaimentavat sekoittimet. Balansoidut sekoittimet vaimentavat paikallisoskillaattori- ja harhasignaaleja jonkin verran, ja helpottavat näin signaalin suodatusta. Peilitaajuutta vaimentavat sekoittimet koostuvat kahdesta balansoidusta sekoittimesta sekä hybrideistä sekoittimen porteissa, jolloin sekoituksessa syntyvien harhasignaalien vaimennus voi olla yli 15 dB. Tällöin voidaan sekoitinta edeltävä suodatin jättää joissakin tapauksissa kokonaan pois [29]. Sekoittimen sekoitusvaimennus on tyypillisesti noin 7 dB ja vaadittava LO-signaalin taso 7...10 dBm.

Sekoittimessa tarvittava paikallisoskillaattorisignaali saadaan millimetriaalto-oskillaattorista. Paikallisoskillaattorin tulee olla riittävän stabiili vaihekohinan sekä pitkäaikaisen ryöminän suhteen. Erityisesti paikallisoskillaattorin vaihekohina on tällaisen järjestelmän suunnittelun kannalta kriittinen kohta. Vaatimukset määräytyvät käytetyn modulaation sekä vastaanottimen seurantakyvyn ja taajuushallinnollisten seikkojen mukaan. Riittävän stabiilin paikallisoskillaattorisignaalin saamiseksi millimetriaaltoalueen oskillaattorien signaali tulee lukita johonkin alemmalla taajuudella olevaan referenssioskillaattoriin.

Tyypillisesti 60 GHz:n taajuusalueella käytetään Gunn- tai IMPATT-oskillaattoreita (*IMPact Avalanche and Transit Time*), jotka ovat aaltoputkilaitteita [1]. Mikroliuskaan helpommin liitettäviä oskillaattoreita voidaan millimetriaaltoalueella valmistaa HEMT- (*High Electron Mobility Transistor*) tai HBT-transistorien (*Heterojunction Bipolar Transistor*) avulla. Myös MESFET-oskillaattorit (*MEtal-Semiconductor Field-Effect Transistor*) ovat sopivia käytettäväksi MMIC-piirien yhteydessä. MESFET-laitteilla ei kuitenkaan päästä aivan 60 GHz:n taajuuteen, jolloin oskillaattorin yhteydessä on käytettävä taajuuskertojaa paikallisoskillaattorisignaalin muodostamiseen [30]. Alemman taajuusalueen oskillaattorin ja taajuuskertojan käyttö voi muutenkin olla järkevää, sillä tällaisella rakenteella on helpompi saavuttaa paikallisoskillaattorisignaaleilta vaadittavat vaihekohinaominaisuudet.

Välitaajuuksia voi olla yksi tai useampia. Mikäli järjestelmässä käytetään useampaa erillistä taajuuskanavaa, käytetään yleensä myös useampia välitaajuuksia, sillä kanavaerottelu onnistuu huomattavasti helpommin millimetriaaltotaajuuksia alemmilla taajuuksilla. Myös sekoituksessa syntyvien harhatoistojen suodattaminen käy helpommin, jos käytetään useampia välitaajuuksia, sillä tällöin harhasignaalit osuvat kauemmaksi varsinaisesta signaalista. Useampia välitaajuuksia käytettäessä kannattaa valita ns. standardivälitaajuuksia, jolloin tarvittavat sekoittimet voidaan ostaa edullisesti valmiina

komponentteina. Mikäli käytössä on vain yksi taajuuskanava, voidaan vastaanottimessa tulla toimeen ainoastaan yhdellä alassekoituksella, tai jopa suorittaa modulointi ja demodulointi suoraan millimetriaaltotaajuudella.

Sekoituksen jälkeen signaali aina suodatetaan, jotta päästään eroon sekoituksessa syntyvistä harhatoistoista, sekä tarvittaessa vahvistetaan. Kun signaali on saatu siirrettyä sopivan alhaiselle taajuudelle, se demoduloidaan, minkä jälkeen kantataajuinen signaali syötetään virheenkorjaimeen. Tämän jälkeen vastaanotettu kehys voidaan siirtää eteenpäin lähiverkkoon tai mahdollisesti varastoida radiolinkin puskuriin odottamaan verkon vapautumista.

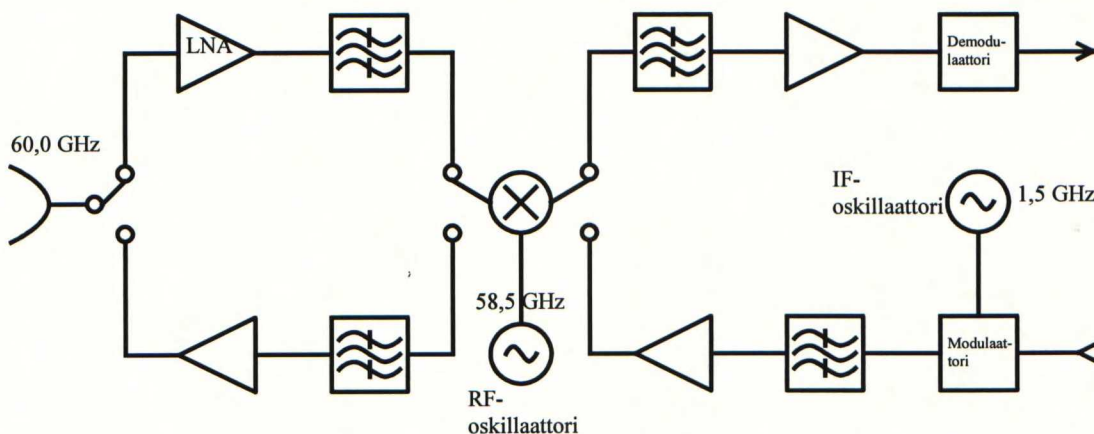
Lähetyspuolella lähetettävä kehys voidaan myös tallettaa tarvittaessa puskuriin, josta se syötetään virheenkorjaimeen. Koska bittivirheet ilmenevät radiotiellä usein ryöppyinä pikemminkin kuin yksittäisinä bittivirheinä, voidaan radioyhteydellä käyttää ennen virheenkorjainta bittilomitusta, joka levittää virheryöpyä tasaisesti koko kehyksen alueelle. Seuraavaksi signaali moduloidaan käyttäen sopivaa modulointimenetelmää. Modulointi tapahtuu suhteellisen alhaisella välitaajuudella, minkä jälkeen signaali suodatuksen ja mahdollisen vahvistuksen jälkeen sekoitetaan joko suoraan tai korkeamman välitaajuuden kautta varsinaiselle lähetystaajuudelle 60 GHz:n taajuusalueelle. Lähetyspuolella käytetään samanlaista paikallisoskillaattoria millimetriaaltotehon tuottamiseen kuin vastaanottimessakin.

Sekoituksen jälkeen lähetys-signaalista suodatetaan harha- ja LO-taajuudet pois ja mahdollisesti muotoillaan lähetys-signaalin spektriä, jotta lähetettävä signaali saadaan sopimaan sille varatulle taajuuskaistalle. Harhataajuudet myös kuormittavat turhaan lähetysvahvistinta, jota käytetään ennen antennisuodatinta ja antennia vahvistamaan lähetettävä signaali halutulle tasolle. Koska tehotaso lähettimessä on huomattavasti korkeampi kuin vastaanottopuolella, on komponenttien lineaarisuus lähettimessä tärkeämpi ominaisuus kuin esimerkiksi vähäinen kohina.

8.2.1. Duplex-toiminta

Full-duplex tyyppisessä linkissä on erilliset taajuuskanavat eri siirtosuunnille, jolloin tiedon siirto molempiin suuntiin samanaikaisesti on mahdollista. Eri siirtosuuntiin käytettävien taajuuksien erotusta kutsutaan duplex-väliksi, ja tämä väli tulee olla riittävän suuri, jotta voimakas lähetys-signaali ei pääse häiritsemään paljon heikompaa vastaanotettua signaalia. Helpoimmin siirtosuuntien erotus tapahtuu käyttämällä erillisiä antennia lähetykseen ja vastaanottoon. Tämä luonnollisesti kasvattaa linkkilaitteiston kokoa ja valmistuskustannuksia. Toinen vaihtoehto on käyttää antennihaarassa kiertoelintä ja duplex-suodattimia erottamaan lähetys- ja vastaanottohaaran signaalit. Tällöin voidaan käyttää samaa antennia sekä lähetykseen että vastaanottoon.

Duplex-suodattimet on tyypillisesti toteutettu aaltoputkisuodattimilla, jotta niiden läpäisyvaimennus saadaan pidettyä riittävän pienenä. Lähetys- ja vastaanottohaarojen välinen erotus tulee olla tällaisen lyhyen kantaman linkinkin yhteydessä yli 60 dB. Pidemmällä yhteysetäisyyksillä ja lähetystehon kasvaessa tarvitaan vielä suurempaa erotusta lähetys- ja vastaanottohaarojen välillä.



Kuva 37 Half-duplex tyyppisen radiolinkin lohkokaavio. Linkissä käytetään kytkimiä siirtosuuntien erottamiseen.

Full-duplex tyyppisen linkin vaatima duplex-väli voi olla hankala saada maahan ilmaseinän hapan vaimennuspiikin alueelle. Esimerkiksi MBS-järjestelmän (*Mobile Broadband System*) koelaitteistossa duplex-väli on 3 GHz, jolloin vastaavat uplink- ja downlinktaajuudet ovat 62...63 GHz ja 65...66 GHz [31]. Ylemmällä taajuuskaistalla ilmaseinän hapan aiheuttama lisävoimennus on kuitenkin enää vain noin 2...3 dB/km, joten linkki on huomattavasti helpompi havaita kuin 60 GHz:n taajuudella toimiva linkki. Mikäli toimitaan voimennusmaksimin alueella ja käytetään samaa duplex-väliä, eli lähetystaajuudet ovat 58,5 GHz ja 61,5 GHz, saadaan ilmaseinän hapan aiheuttamaa lisävoimennusta noin 13...14 dB/km. MBS-koejärjestelmässä käytetään eri antennia lähetystyöhön ja vastaanottoon.

Half-duplex tyyppisessä linkissä käytetään samaa taajuuskaistaa sekä lähetystyöhön että vastaanottoon, jolloin samanaikainen liikenne molempiin suuntiin ei ole mahdollista. Tällöin voidaan käyttää yhteistä antennia molempiin siirtosuuntiin, ja antenniportissa käytetään kytkintä siirtosuuntien erottamiseen.

8.3. 60 GHz:n signaalin havaittavuus

60 GHz:n taajuusalueella siis käytetään ilmaseinän hapan aiheuttamaa lisävoimennusta hyväksi lähetystyön olemassaolon salaamiseen. Suurimmillaan tämä lisävoimennus on noin 15 dB/km.

Oletetaan samankaltainen tapaus kuin edellisessä luvussa tarkasteltaessa hajapektrisignaalin havaittavuutta. Lähetystyössä ja vastaanotossa käytetään vahvistukseltaan 40 dB:n antennia. Vastaanottimen ja vastaanottoantennin yhteenlaskettu kohinalämpötila on 1500 K ja signaalin kaistanleveys 30 MHz. Yhteyttäisyydellä 300 metriä tarvitaan tällöin lähetysteho noin -25 dBm (3,2 μ W), kun vaadittu signaalikohinasuhde on 10 dB ja varataan 15 dB häipymävaraa.

Radiometritiedusteluvastaanottimen tässä tapauksessa vaatima tehotaso voidaan nähdä sivulla 35 olevasta kuvasta 21. Havaitsemistodennäköisyydellä 90 % ja väärän häilytyksen todennäköisyydellä 10^{-10} tämä teho on noin -140,5 dBW.

60 GHz:n taajuusalueella toimivan linkin signaali on ilmakehän hapen aiheuttaman voimakkaan vaimennuksen johdosta vaikeampi havaita kuin edellisessä luvussa esitetyn hajaspektrilinkin signaali. Hapen vaimennuspiikin alueella toimiva linkki lieneekin paras ratkaisu, kun halutaan salata lähetyksen olemassaolo. Käytännössä lähettimen ja tiedusteluvastaanottimen välillä sijaitsevat esteet ja kasvillisuus vielä heikentävät tiedusteluvastaanottimen mahdollisuuksia havaita lähetyksen olemassaolo, kuten jo hajaspektrisignaalin yhteydessä todettiin. Niinpä 60 GHz:n signaali on erittäin hyvin salattu maanpäällisiltä tarkkailijoilta. Ilmasta käsin tapahtuvaa tarkkailua vastaan suojautumista varten täytyy myös 60 GHz:llä turvautua voimakkaasti suuntaaviin antenneihin, joilla on matala sivukeilataso.

Antenneja suunnattaessa on myös varmistuttava siitä, ettei yhteysvälillä tai sen läheisyydessä ole esteitä, jotka heijastavat pääkeilan signaalin ylöspäin. Tällaisia esteitä voivat olla esimerkiksi lähetyksentennin pääkeilan läheisyyteen osuva kivenlohkare tai ajoneuvo, joissa on sopiva suuri heijastava pinta. Tällaisessa tapauksessa ylöspäin suuntautuva teho on huomattavasti suurempi kuin suoraan antennista ylöspäin vuotava teho.

Ympärisäteilevien ($G=3$ dB) antennien käyttö 60 GHz:llä edellyttäisi 300 metrin yhteysetäisyydellä jo noin 49 dBm:n (80 W) lähetystehoa. Niinpä point-to-multipoint tyyppisiä linkkejä ei ole järkevää toteuttaa tällä taajuusalueella.

Edeltävän esimerkin ja luvun 7.2. hajaspektrilinkin suoritusarvot on laskettu ideaalitapauksessa. Arvot on kuitenkin laskettu niin, että ne ovat keskenään vertailukelpoisia. Käytännössä lähetystehoa joudutaan ehkä lisäämään jonkin verran erilaisten epäideaalisuuksien kompensoimiseksi. Tällaisia epäideaalisuuksia voivat olla esimerkiksi antennien suuntauksen epätarkkuus tai antennien välillä olevat signaalin kulkua haittaavat esteet. Esimerkkitapauksissakin on kuitenkin varattu häipymävaraa 15 dB, mikä riittää kompensoimaan esimerkiksi sateesta aiheutuvan lisävaimennuksen näin lyhyillä yhteysetäisyyksillä.

9. Olemassa olevat langattomat järjestelmät

Olemassa oleva langaton lähiverkkoteknologia on suunniteltu käytettäväksi lähinnä toimistoympäristössä sisätiloissa ja lyhyillä yhteysetäisyyksillä. Kaupallisesti saatavana olevat järjestelmät perustuvat usein matka- tai langattomien puhelinverkkojen teknologiaan, joten saavutettavat siirtonopeudet eivät ole IEEE:n standardin 802 mukaisten langallisten lähiverkkojen luokkaa. Lisäksi kaupallisissa järjestelmissä käytetyt tekniset ratkaisut on suunniteltu toimistoympäristöä silmällä pitäen, eivätkä täytä ainakaan sellaisenaan ulkotiloissa toimivalle suojatulle radioyhteydelle asetettavia ympäristönsietovaatimuksia.

9.1. Hiperlan

Hiperlan on ETSI:ssä valmisteilla oleva standardi langattomalle lähiverkolle. Hiperlan ei siis ole mikään olemassa oleva kaupallinen järjestelmä vaan standardi, johon langattomat lähiverkot tulevaisuudessa perustuvat. Standardi on tällä hetkellä vielä valmisteluvaiheessa, joten monia siinä esitettyjä asioita ei ole vielä lyöty lukkoon, ja erilaisiin yksityiskohtiin on olemassa vielä useampia kilpailevia ratkaisuvaihtoehtoja. Ensimmäisten kaupallisten Hiperlan-standardiin perustuvien langattomien lähiverkkojen oletetaan tulevan markkinoille aikaisintaan vuonna 1997 [5].

Hiperlan-verkon pystyttäminen ei vaadi verkon omistajalta mitään erityistä lupaa, vaan kuka tahansa voi rakentaa oman Hiperlan-verkon. Vaikka kaksi verkkoa olisi niin lähellä toisiaan, että ne menevät alueellisesti päällekkäin, ei tämä estä verkkojen toimintaa. Toki tällöin verkon palvelutaso voi hieman laskea, koska verkot joutuvat jakamaan saman siirtotien. Fyysiseltä toteutukseltaan Hiperlan-laitteet tulisivat olemaan enimmäkseen PCMCIA-tyyppisiä (*Personal Computer Memory Card Interface Association*) laajennuskortteja erillisellä antennilla, joskin ensimmäisten markkinoille tulevien laitteiden oletetaan olevan vielä suurikokoisempia erillisiä PC:n lisälaitteita. Hiperlan-laitteilta vaaditaan ETSI:n mukaan tyyppihyväksyntä.

Hiperlan-standardin mukaiset verkot on tarkoitettu lähinnä tietokoneiden välisiin lyhyen kantaman yhteyksiin, ja ne tarjoavat vähintään IEEE:n standardin 802 mukaisten lanka-verkkojen suorituskyvyn (Ethernet, Tokenring ja Tokenbus). Hiperlan-verkon suunniteltu siirtokapasiteetti on 20 Mbit/s 50 metrin etäisyydelle asti ja 1 Mbit/s 800 metriin asti (tosin hitaamman siirtonopeuden sisällyttäminen standardiin näyttää tällä hetkellä epävarmalta). Hiperlan-verkot tukevat sekä viiveen suhteen kriittisiä sovelluksia (puheen, videokuvan tms. siirto) että täysin asynkronista liikennettä käyttäviä sovelluksia (tietokoneiden välinen tiedonsiirto). Täten niitä voidaan käyttää tulevaisuudessa myös erilaisten multimediapalveluiden välittämiseen. Verkko palvelee sekä paikallaan olevia että hitaasti liikkuvia käyttäjiä (max. 10 m/s). Hiperlan-verkko on myös yhteensopiva muiden erityyppisten verkkojen kanssa, kuten esimerkiksi IEEE 802 standardin mukaiset verkot, ISDN (*Integrated Services Digital Network*), yleinen televerkko jne.

Hiperlan-verkko toimii siten, että mitkä tahansa kaksi tai useampia Hiperlan-lähetinvas-
taanotinta voivat muodostaa Hiperlan-verkon ollessaan radioyhteyden etäisyydellä toi-
sistaan. Laitteet voivat vapaasti tulla mukaan olemassa olevaan Hiperlan-verkkoon ja
vastaavasti poistua verkosta. Tätä kutsutaan dynaamiseksi verkon muodostukseksi.
Hiperlan-standardi ei ota kantaa verkon topologiaan, vaan kaikki verkon asemat ovat
yksinkertaisesti solmuja. Joillakin solmuilla voi olla erikoistehtäviä verkossa, kuten
esimerkiksi välittää liikennettä kahden erillisen Hiperlan-verkon tai Hiperlan-verkon ja
jonkin muun tyyppisen verkon välillä.

Hiperlan-verkoille on varattu kaksi erillistä taajuuskaistaa: 5,15-5,30 GHz ja 17,10-
17,30 GHz. Alemmalle kaistalle on suunniteltu viisi taajuuskanavaa 25 megahertsin
välein. Ylemmän kaistan jakoa ei ole vielä päätetty, mutta samalla systeemillä tälle
kaistalle mahtuisi seitsemän 25 MHz:n taajuuskanavaa. Modulaatiomenetelmänä tullaan
todennäköisesti käyttämään GMSK-modulaatiota (*Gaussian Minimum Shift Keying*)
[32].

Toinen keskeinen asia, josta ei ole vielä päätöstä, on lähetysvuorojen jakaminen (*media
access*). Hiperlan-verkon solmut eivät pysty kuuntelemaan ja lähettämään samanaikai-
sesti, vaan ne käyttävät samaa taajuuskanavaa sekä lähetykseen että vastaanottoon.
Harkittavana on kolme erilaista lähetysvuorojen jakomenetelmää, joista verkkoratkaisut
luvussa esitetty kampamenetelmä on yksi [5].

Koska Hiperlan-standardi on suunniteltu nimenomaan yhteensopivaksi ISO 8802 stan-
dardin mukaisten langallisten verkkojen kanssa, ovat siinä esitetyt ratkaisut varmasti
hyvin käyttökelpoisia suunniteltaessa Ethernet-verkot yhdistävää langatonta siltaa. Mil-
limetriaaltoalueella toimiminen aiheuttaa tietysti tiettyjä muutoksia radio-osien sunnitte-
lussa ja esimerkiksi modulaatiomenetelmän valinnassa. Myös liikkuvia käyttäjiä tukeva
verkko voi olla paikallaan pysyvien asemien yhdistämiseen turhan monimutkainen, sillä
tällaisen verkon lähetimet ja vastaanottimet sisältävät usein esimerkiksi kanavakorjai-
mia yms. Näitä ei paikallaan pysyviä ja lähekkäin sijaitsevia asemia radiolinkillä yhdis-
tettäessä välttämättä tarvita, ja ne vain tarpeettomasti monimutkaistavat järjestelmää.
Hiperlan-standardin mukainen silta voitaisiin muuttaa tarpeen vaatiessa yhteensopivaksi
tulevien langattomien Hiperlan-verkkojen kanssa vain radio-osia vaihtamalla.

On siis kuitenkin syytä muistaa, että Hiperlan-standardi on yhä valmisteilla oleva stan-
dardi, joten se sisältää vielä paljon avoimia kohtia ja siinä esitettyihin ratkaisuihin saat-
taa tulla muutoksia. Mahdollisen tuotekehitysprojektin aikana on siis syytä seurata tä-
män standardin valmistumista.

9.2. IEEE:n standardi 802.11 langattomalle lähiverkolle

Samanaikaisesti eurooppalaisen Hiperlan-standardin kanssa on amerikkalaisilla valmis-
teilla oma standardinsa langattomalle lähiverkolle. Tätä standardia valmistellaan IEEE:n
työryhmässä 802.11. Koska tässä projektissa on mukana edustajia hyvin monilta eri so-
vellusalueilta ja eri puolilta maailmaa, on yhden yhteisen ratkaisun löytäminen osoittau-
nut vaikeaksi. Tällä hetkellä näyttääkin todennäköiseltä, että IEEE:n standardissa
802.11 määritellään yhteinen MAC-kerroksen protokolla ja useita erilaisia fyysisen

kerroksen toteutusvaihtoehtoja. Kaavaillut siirtonopeudet ovat 1...20 Mbit/s, ja taajuusalueeksi on suunniteltu 2,4 GHz:n aluetta. Myös infrapunayhteydellä toimivat fyysisen kerroksen toteutukset ovat mahdollisia. Ensimmäisissä kaupallisesti toteutettavissa versioissa siirtonopeus lienee 1...2 Mbit/s luokkaa, ja niissä käytetään taajuushyppelytekniikkaa. Myöhemmin käytettäneen myös suorasekvenssi-hajaspektritekniikkaa.

IEEE:n projektin tarkoituksena on luoda pääasiassa toimistokäyttöön soveltuva langaton lähiverkkoratkaisu, joka ylettyisi mahdollisesti myös ulkotiloihin (esim. kampus-alue tai parkkialue). Verkon tulisi palvella yhtälailla paikallaan olevia kuin liikkuvia asemia, jopa ajoneuvonopeuksiin saakka, ja sekä puheen että datan siirto tulee olla samalla tavalla mahdollista.

Myös IEEE:n standardin 802.11 kohdalla pätevät samat varaukset kuin ETSI:n Hiperlan-standardinkin kohdalla, eli ratkaisuja ei ole vielä lyöty lukkoon ja niihin saat-
taa siis tulla muutoksia. Lisäksi standardi ei siis pyrikään määrittelemään tarkkaa fyysisen kerroksen toteutusta, vaan se jää enemmän tai vähemmän valmistajien itse harkittavaksi [33].

9.3. AT&T / NCR WaveLAN

WaveLAN on NCR:n valmistama kaupallinen langaton lähiverkko. Verkon toiminta perustuu hajaspektritekniikkaan. Verkko toimii 2,4 GHz:n taajuusalueella ja tarjoaa 2 Mbit/s siirtokapasiteetin, maksimi yhteysetäisyyden vaihdellessa välillä 10..180 metriä riippuen toimistorakennuksen pohjapiirustuksesta ja käytetyistä materiaaleista. Käytetty taajuuskaista on yksi ns. ISM-taajuuskaistoista (*Industrial, Scientific and Medical*), jotka on varattu yksityisten ei-luvanvaraisten radioverkkojen käyttöön. (Tuoteperheessä on myös 915 MHz:n taajuusalueella toimiva WaveLAN versio, mutta Suomessa tämä taajuuskaista on varattu matkapuhelinkäyttöön.) WaveLAN-verkko on suunniteltu yhteensopivaksi ISO 8802 standardin mukaisten langallisten verkkojen kanssa, mutta sillä ei siis yllätä samoihin siirtonopeuksiin kuin langallisissa verkoissa (esim. Ethernet 10 Mbit/s).

WaveLAN tuoteperheessä on myös olemassa langallisten lähiverkkojen yhdistämiseen tarkoitettu konfiguraatio (*Campus bridge*). Tämä on MAC-kerroksen langaton silta, jolla voidaan suuntaavia antennoja ja point-to-point-linkkiä käyttäen yhdistää näköyhteydellä toisiinsa sijaitsevat lähiverkot aina kahdeksan kilometrin etäisyydelle asti [34]. 2,4 GHz:n taajuusalueella samalla periaatteella toimivia hajaspektrijärjestelmiä löytyy myös useilta muilta valmistajilta.

9.4. Olivetti NET³

Olivetti NET³ on ETSI:n langattoman puhelimen DECT-standardiin (*Digital European Cordless Telecommunications*) perustuva järjestelmä. DECT-standardi määrittelee soluverkkotyyppisen langattoman järjestelmän, joka tukee yhtälailla puheen ja datan siirtoa samassa kanavassa. NET³ tarjoaa 1,152 Mbit/s siirtokapasiteetin taajuuskanavaa kohti.

Järjestelmä toimii 1,9 GHz:n taajuusalueella, jossa käytettävissä on kymmenen taajuuskanavaa. DECT-standardin käyttö tarjoaa mahdollisuuden käyttäjän tunnistamiseen ja datan salaamiseen turvallisen yhteyden luomiseksi. Myös NET³ on suunniteltu yhteensopivaksi yleisimpien langallisten lähiverkkojen kanssa, mutta siirtonopeus jää siis tässäkin jälkeen lankaverkkojen vastaavasta.

NET³ on siis solukkotyyppinen verkko, joten verkossa on yksi tai useampia tukiasemia. Tukiaseman kuuluvuusaluetta kutsutaan soluksi. NET³ verkossa solukoko vaihtelee välillä 30...200 metriä tukiasemasta, riippuen tietysti rakennuksesta ja siinä käytetyistä materiaaleista. Kunkin solun alueella sijaitsevien asemien liikenne kulkee aina solun tukiaseman kautta, joka myös hoitaa lähetysvuorojen jakamisen TDMA-periaatteella. Yksi tukiasema pystyy palvelemaan tyydyttävästi 10...20 asemaa. Käyttäjä voi verkossa vapaasti siirtyä eri solujen välillä samaan tapaan kuin matkapuhelimen käyttäjä vaikka GSM-verkossa (*roaming*) [35].

NET³-järjestelmästä ei löydy kahden langallisen Ethernet- tai muun lähiverkon yhdistämiseen tarkoitettua kokoonpanoa.

10. Etenemismittaukset 60 GHz:llä

Etenemismittauksissa 60 GHz:llä pyrittiin selvittämään signaalin vaimeneminen tällä taajuusalueella eri yhteysetäisyyksillä sekä kasvillisuuden vaikutus signaalin etenemiseen. Mittauksia suoritettiin sekä kesä- että talviolosuhteissa.

Tehdyt mittaukset osoittavat tällaisen lyhyen kantaman radiolinkin toteuttamisen olevan mahdollista ja järkevää 60 GHz:n taajuusalueella. Toimiakseen tällainen linkki vaatii näköyhteyden lähettimen ja vastaanottimen välillä, sillä yhteysvälille osuvat esteet aiheuttavat voimakasta vaimennusta lähetetylle signaalille.

Horisontaali- ja vertikaalipolarisaatioiden välillä ei mittauksissa todettu olevan suurta eroa. Mitatut vaimennukset ovat horisontaalipolarisaatiolla keskimäärin jonkin verran pienempiä, mutta erot ovat hyvin pieniä (1...2 dB). Myös kasvillisuuden aiheuttama vaimennus näyttäisi olevan suurempaa vertikaalipolarisaatiolla, mutta tämäkin riippuu suuresti kasvillisuuden tyypistä. Toisaalta maanpinnan heijastuksista aiheutuva monitiehäipymä voi olla horisontaalipolarisaatiolla jonkin verran suurempaa kuin vertikaalipolarisaatiolla.

10.1. Mittausjärjestelmä

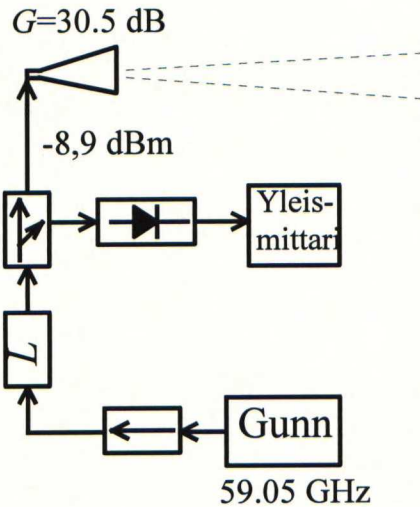
Mittausjärjestelmän lähettimessä ja vastaanottimen paikallisoskillaattorina käytetään vapaasti värähteleviä Gunn-oskillaattoreita. Oskillaattorin taajuutta ei siis ole lukittu mihinkään tarkkaan matalampaan vertailutaajuuteen, koska se mutkistaisi tarpeettomasti mittausjärjestelmää. Vapaasti värähtelevien Gunn-oskillaattoreiden taajuus vaeltelee jonkin verran lämpötilan muuttuessa. Erityisesti tämä voidaan havaita välittömästi oskillaattorin päälle kytkemisen jälkeen. Värähtelytaajuus vakiintuu kuitenkin vähitellen, kun oskillaattori saavuttaa normaalin käyntilämpötilansa. Vastaanotetun tehon mittauksissa käytetyn spektrianalysaattorin "peak trace"-toiminnon avulla voidaan lähetystaajuuden pientä muuttumista tarkkailla mittauksen aikana.

Lähetinoskillaattorin ja vastaanottimen paikallisoskillaattorin ulostuloteho on n. 12 dBm. Lähetystehoa pienennetään lähettimen antennihaarassa olevan säädettävän vaimentimen avulla, jotta vastaanotin ei kompressoituisi lyhyilläkin mittausetäisyyksillä. Mittauksissa käytettiin kiinteätä vaimennuksen arvoa 20 dB. Lähetystehoa tarkkaillaan mittauksen aikana lähettimen antennihaarassa olevan suuntakytkimen ja diodi-ilmaisimen avulla. Aikaisemmissa mittauksissa [14] lähetystehon vaihtelun on havaittu olevan alle 0,3 dB.

Vastaanottimessa käytetään balansoitua Schottky-diodisekoitinta vastaanotetun signaalin alassekoitukseen. Vastaanottimen paikallisoskillaattoritaajuus on 58,40 GHz ja lähetystaajuus 59,05 GHz, jolloin saadaan spektrianalysaattorille meneväksi välitaajuudeksi

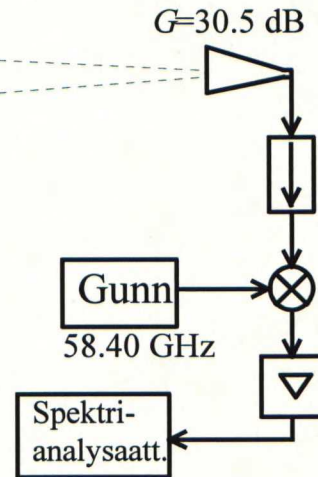
Lähetin

antennikorkeus=1.5 m



Vastaanotin

antennikorkeus=1.5 m



Kuva 38 60 GHz:n mittausjärjestelmä.

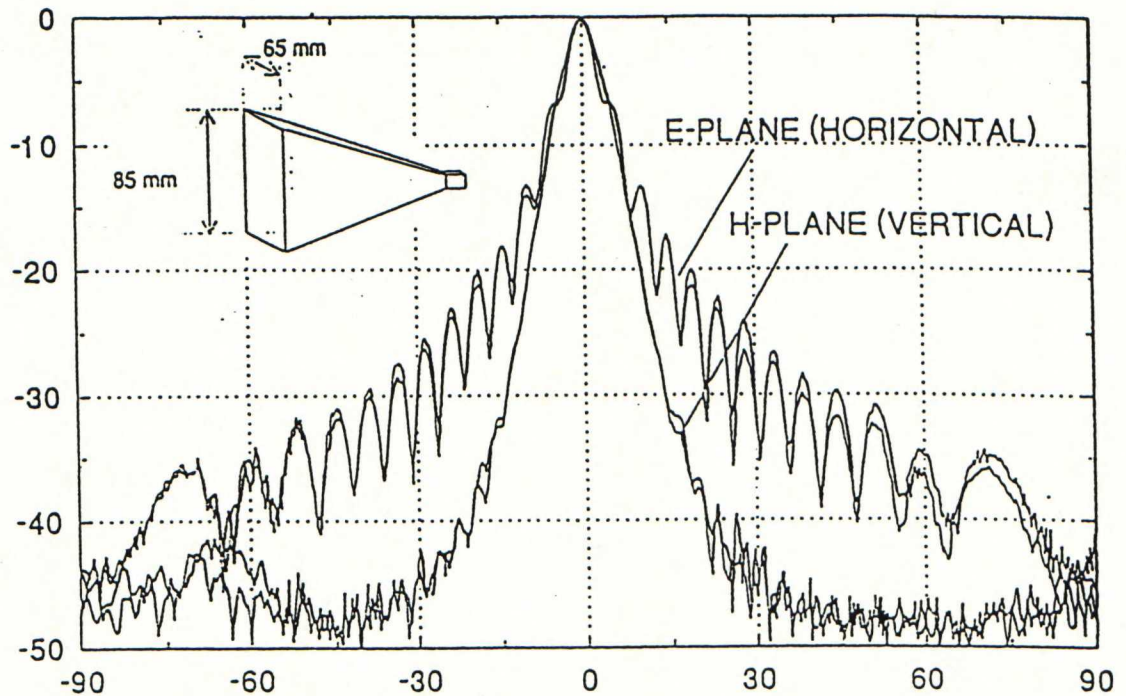
650 MHz. Tämä on välitaajuusvahvistimien keskitajuus. Molemmat oskillaattorit, sekoitin sekä välitaajuusvahvistimet ovat Insinööritoimisto Ylinen Oy:n valmistamia.

Antenneina mittausjärjestelmässä käytetään samanlaisia pyramiditorviantenneja sekä lähettimessä että vastaanottimessa. Antennin apertuurin mitat ovat 65×85 millimetriä ja torven pituus 350 millimetriä. Antennin vahvistus on 30,5 dB ja 3 dB:n keilanleveys noin 5° . Kuvassa 39 nähdään käytetyn antennin säteilykuvio [14].

Mittausjärjestelmä on alun perin suunniteltu sisätiloissa tapahtuvia etenemismittauksia varten. Ulkona tapahtuvia mittauksia varten sekä lähetin että vastaanotin jouduttiin suojaamaan sään varalta. Tämä tapahtui asentamalla lähetin ja vastaanottimen suur- ja välitaajuusosat muovista valmistettuun suojaputkeen, jonka päädyt olivat avoimia. Näin suojaputki ei vaikuttanut antennin säteilykuvioon, ja toisaalta mittauksen aikana tarvittavat kytkennät ja säädöt oli helppo suorittaa. Suojaputki laitteineen kiinnitettiin kolmijalkoihin asennettuihin kääntöelineisiin, joissa lähetetyn ja vastaanotetun signaalin polarisaation suuntaa voitiin helposti muuttaa. Antennit olivat mittauksen aikana noin 1,5 metrin korkeudella, mikä vastaa suurinpiirtein käytännön linkille järkevää antennikorkeutta.

Antennien suuntaamisessa mittauksen aikana voitiin käyttää hyväksi lähettimen ja vastaanottimen kiinnityksessä käytettyjä ruuveja ja kiinnityskiskoa, jotka sijaitsivat tarkasti antennitorven suuntaisesti. Tällä menetelmällä päästiin antennien suuntaamisessa arviolta noin $0,5^\circ$ tarkkuuteen. Mittauksen aikana myös todettiin, että mittausjärjestelmä ei ole kovin herkkä antennien suuntaukselle, vaan antennia sai kääntää reilusti vinoon, ennen kuin suuntausvirhe alkoi näkyä vastaanotetussa tehotasossa.

Mittausjärjestelmä kalibroitiin mittaamalla lähetysteho suoraan lähettimen antenniportissa sekä vastaanottimen konversiovahvistus piiri- ja spektrianalysaattorin avulla. Lähetystehoksi mitattiin -8,9 dBm lähetinantennihaarassa. Tämä arvo sisältää



Kuva 39 60 GHz:n etenemismittauksissa käytetyn 30,5 dB:n antennin säteilykuvio [14].

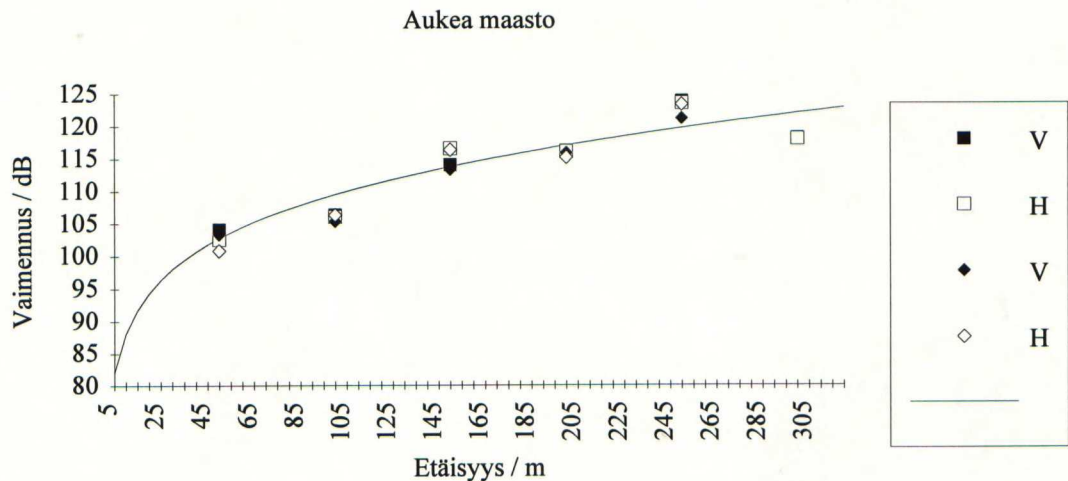
säädettävän vaimentimen vaimennuksen sekä antennihaaran isolaattorin vaimennuksen. Vastaanottimen konversiovahvistukseksi puolestaan mitattiin 36,1 dB. Tämä arvo sisältää sekoittimen sekoitusvaimennuksen ja välitaajuusvahvistimien vahvistuksen sekä vastaanottimen antennihaarassa olevan isolaattorin vaimennuksen. Signaalin syöttämisessä spektrianalysaattorille käytetyn kaapelin vaimennukseksi mitattiin 0,85 dB.

Välitaajuusvahvistimien rikkoutumisen johdosta jouduttiin yhdessä mittauksessa (Olari) käyttämään eri välitaajuusvahvistinta kuin muissa mittauksissa. Tällä vahvistimella mitattiin vastaanottimen konversiovahvistukseksi 19,1 dB. Tämä ero on huomioitu esiteityissä mittauksissa, joten kaikki tulokset ovat keskenään vertailukelpoisia.

Mittauksien tarkkuudeksi on arvioitu noin ± 2 dB. Virhearviota tehdessä on otettu huomioon vastaanotetun tehon mittaamisessa käytetyn spektrianalysaattorin lukematarkkuus sekä antennien suuntauksen epätarkkuudesta aiheutuva virhe. Spektrianalysaattorin lukematarkkuuden vaikutus mitattuihin kalibrointiarvoihin on myös otettu huomioon.

10.2. Mittaukset kesäolosuhteissa

Kesäajan mittaukset suoritettiin loka-marraskuussa 1994. Mittausjakson alussa suoritettiin mittauksia puiden lehtien vaikutuksesta radioaaltojen etenemiseen, ja marraskuun puolella suoritettiin mittauksia ympäristöissä, joissa lehdet eivät vaikuta aaltojen etenemiseen.



Kuva 40

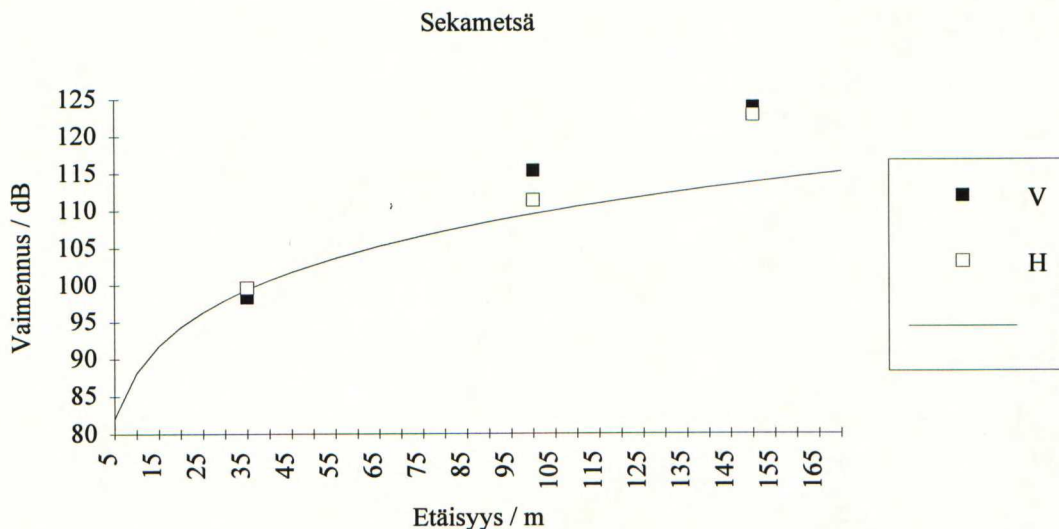
Mitattu yhteysvälivaimennus eri etäisyyksillä aukeassa maastossa vertikaali- ja horisontaalipolarisaatioilla. Yhtenäinen viiva kuvaa vapaan tilan vaimennuksen kaavalla laskettua arvoa. Lasketussa arvossa on mukana myös ilmakehän hapen aiheuttama vaimennus.

Radioaaltojen etenemistä 60 GHz:llä avoimessa maastossa tutkittiin mittauksilla, jotka suoritettiin Nummelan lentokentällä. Yhteysvälillä tai sen välittömässä läheisyydessä ei ollut signaalin kulkuun vaikuttavia esteitä. Mittausalustana oli tasainen hiekkakenttä. Tässä mittauksessa tehtiin kaksi mittaussarjaa siten, että mittauksen välillä mittarataa siirrettiin noin metrin verran sivusuunnassa. Tästä johtuen kuvassa 40 esitetyissä mitaustuloksissa näkyy kahdet arvot molemmille polarisaatioille.

Mitatut vaimennusarvot osuvat keskimäärin hyvin yksiin laskettujen vapaan tilan vaimennuksen arvojen kanssa. Mitatuissa arvoissa on pientä huojuntaa lasketun käyrän molemmin puolin. Esimerkiksi siirryttäessä yhteysetäisyydestä 250 metriä etäisyyteen 300 metriä, on vastaanotettu teho jopa kasvanut, vaikka antenneja on siirretty kauemmaksi toisistaan. Tämä johtuu maanpinnan aiheuttamista heijastuksista, kuten edellä radioaaltojen etenemistä kuvaavassa luvussa 8.1.9. on kerrottu.

Maanpinnan heijastusten aiheuttama interferenssi onkin selvimmin havaittavissa juuri avoimella kentällä mitatuissa arvoissa. Mittauspisteissä poikkeama lasketusta arvosta vaihtelee suurimmillaan ± 4 dB. Maksimien ja minimien paikkaa on kuitenkin vaikea ennustaa etukäteen, sillä niiden paikat riippuvat hyvin voimakkaasti käytetystä antennikorkeudesta ja samalla siis maanpinnan muodoista yhteysvälillä. Jos antennikorkeus esimerkiksi muuttuu arvosta 1,50 metriä arvoon 1,40 metriä, vaihtavat maksimit ja minimi etäisyyksillä 200...300 metriä juuri paikkaa keskenään. Antennikorkeuden hienosäätöä voidaan näin ollen käyttää hyväksi etsittäessä signaalin maksimitasoa antennien muuten pysyessä paikallaan. Teoriassa näin voidaan saavuttaa parhaimmillaan 6 dB vahvistusta vapaan tilan arvoihin verrattuna. Mikäli yhteysvälillä on aluskasvillisuutta, tai maanpinta on hyvin epätasainen, ei maaheijastuksista johtuvaa interferenssiä enää havaita.

Metsän ja kasvillisuuden vaikutusta signaalin etenemiseen tutkittiin useilla mittauksilla



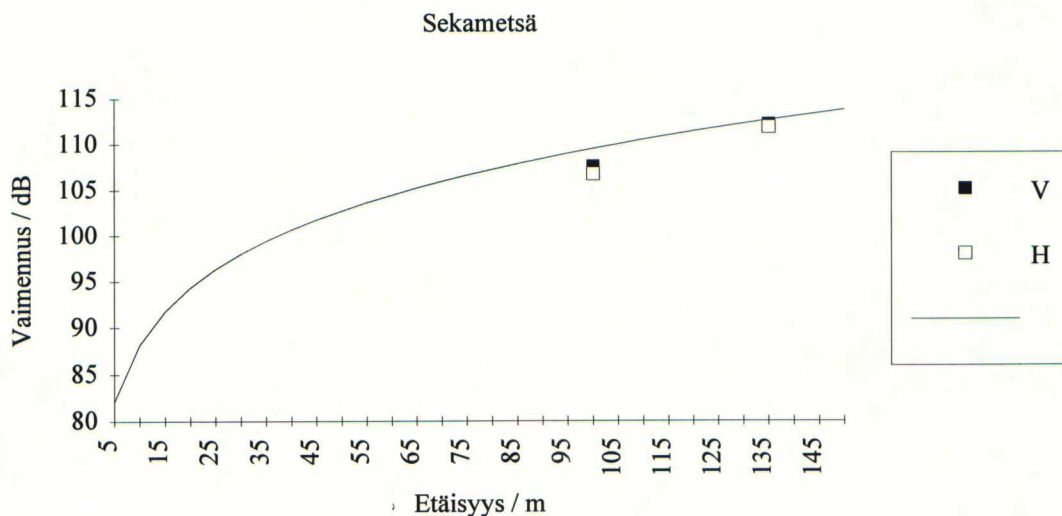
Kuva 41 Mitatut yhteysvälivaimennukset sekametsässä, jossa yhteysvälillä on pajukkoa ja koivuntaimia. Yhtenäinen viiva esittää laskettua vapaan tilan ja ilmakehän hapen vaimennusta.

erilaisissa maastotyypeissä. Sekametsämaastossa mittauksia suoritettiin Espoon Olaris-
sa. Ensimmäisessä mittauksessa yhteys pystytettiin maastoon, jossa metsän tiheys oli
noin 800 runkoa/ha. Hallitseva puulaji oli mänty, mutta seassa kasvoi runsaasti pieniä
kuusia ja koivuja sekä pajukkoa. Männynrunkojen keskipaksuus oli noin 30 cm kun taas
taimien paksuus oli ainoastaan muutamia senttejä. Suurin mitattu yhteysväli oli 150
metriä, sillä tätä pidemmällä yhteysetäisyyksillä ei näköyhteyttä lähettimen ja vastaan-
ottimen välillä saavutettu. Mittaustulokset näkyvät kuvassa 41.

Ensimmäinen mitattu arvo 35 metrin etäisyydellä osuu hyvin lasketulle vaimennuskäy-
rälle, sillä näin lyhyellä yhteysvälillä ei signaalin tielle osunut esteitä. Sen sijaan pi-
demmillä yhteysetäisyyksillä vaimennusta saadaan selvästi vapaan tilan arvoa enem-
män. Pahimmillaan kasvillisuuden aiheuttama lisävaimennus on 150 metrin etäisyydellä
noin 10 dB. Tämä voidaan ymmärtää siten, että kun yhteysvälille osuu runsaasti oksia ja
taimia, ei signaali enää näe niitä yksittäisinä ohuina esteinä, jotka eivät vaikuta signaalin
kulkuun, vaan oksista alkaa muodostua yhtenäinen kasvusto, joka vaimentaa signaalia.
Tällöin kuitenkin myös antennien optinen suuntaaminen on kasvillisuudesta johtuen
huomattavasti vaikeutunut, joten näköyhteyttä voidaan pitää tässäkin hyvänä mittarina
yhteyden laadun suhteen.

Toinen mittaus suoritettiin sekametsässä, jossa hallitsevat puulajit olivat mänty ja koivu.
Myös tämä mittaus tehtiin Olarin maastossa. Metsän tiheys oli sama kuin edellisessä
mittauksessa, mutta koivunrunkojen paksuus oli pienempi (halkaisija n. 15 cm) kuin
ensimmäisellä mittaradalla. Matalaa taimikkoa oli myös vähemmän kuin ensimmäisessä
mittauksessa. Suurin saavutettu yhteysetäisyys oli 135 metriä. Tämän mittauksen tulok-
set näkyvät kuvassa 42.

Mittauksissa ei havaittu metsän aiheuttavan mitään lisävaimennusta näillä yhteysetäi-
syyksillä, vaan mitatut arvot vastasivat hyvin laskettuja vapaan tilan vaimennuksen



Kuva 42 Mitatut yhteysvälivaimennukset sekametsässä, jossa hallitsevat puulajit ovat mänty ja koivu. Yhtenäinen viiva esittää laskettua vapaan tilan ja ilmakehän hapen vaimennusta.

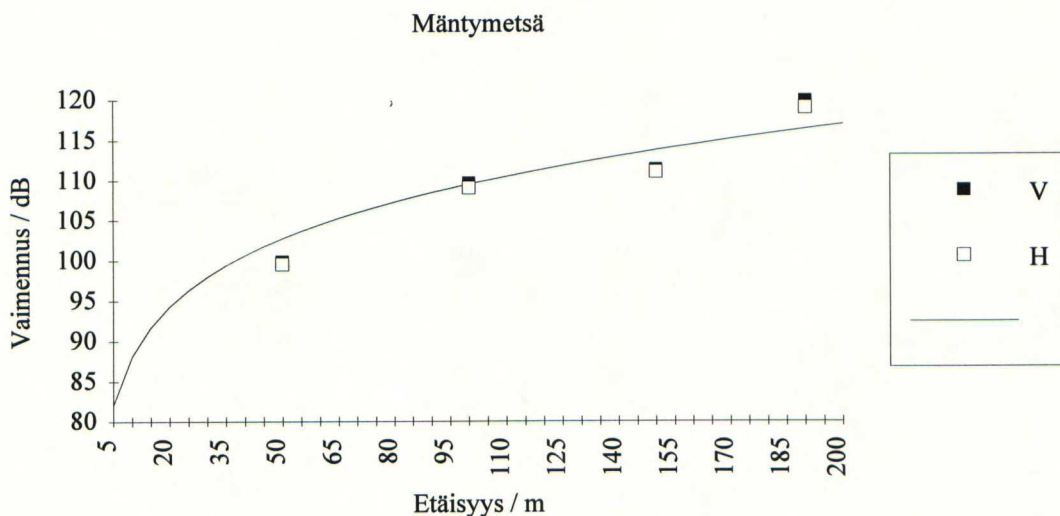
arvoja. Sadan metrin yhteysetäisyydellä saatiin jopa pari desibeliä laskettua enemmän vastaanotettua tehoa.

Kolmas metsätyyppi oli tyypillinen suomalainen mäntymetsä. Mittauspaikka sijaitsi Nummelan lentokentän läheisyydessä, ja metsän tiheys oli noin 600 runkoa/ha, ja runkojen keskipaksuus noin 20 cm. Maasto oli tasaista ja helppokulkuista, ja aluskasvillisuus oli melko vähäistä. Mittaustulokset on esitetty kuvassa 43.

Myöskään mäntymetsä ei mittausten mukaan aiheuta näillä yhteysetäisyyksillä mainittavaa lisävaimennusta signaalille. Mäntymetsässä mitatuissa arvoissa on taas nähtävissä pientä vaihtelua maanpinnasta tulevien heijastusten vuoksi. Maasto olikin tässä mittauksessa jonkin verran tasaisempaa kuin muissa metsämaastossa tehdyissä mittauksissa. Mitatuissa arvoissa esiintyvä vaihtelu on noin ± 3 dB vapaan tilan vaimennuksen arvoon verrattuna. Keskimäärin mitatut tulokset osuvat kuitenkin hyvin lasketulle käyrälle.

Näköyhteyden menettämisestä aiheutuvaa vaimennusta tutkittiin mittauksilla, joissa antennien välisen näköyhteyden peitti puunrunko, maastoeste ja taimikko. Ensimmäisessä mittauksessa lähetintä siirrettiin puunrungon taakse, kunnes antennija yhdistävä suora kulki juuri rungon keskeltä. Etäisyys lähetimestä puunrunkoon oli noin viisi metriä, yhteysetäisyys 100 metriä ja rungon paksuus noin 20 cm. Kun antennien välinen suora sivusi juuri puunrungon reunaa, mitattiin sen aiheuttamaksi lisävaimennukseksi horisontaalipolarisaatiolla 4,5 dB ja vertikaalipolarisaatiolla 5,0 dB.

Nämä arvot vastaavat suurinpiirtein veitsenterän muotoiselle esteen reunalle arvioituja diffraktiovaimennuksen arvoja (n. 6 dB). Kun lähetintä siirrettiin keskelle runkoa, kasvoi vastaanotettu teho yllättäen. Puunrungon aiheuttamaksi lisävaimennukseksi mitattiin nyt horisontaalipolarisaatiolla 3,5 dB ja vertikaalipolarisaatiolla 3,0 dB. Tässä tapauksessa signaali pääsi etenemään suhteellisen kapean puunrungon molemmilta puolilta, ja



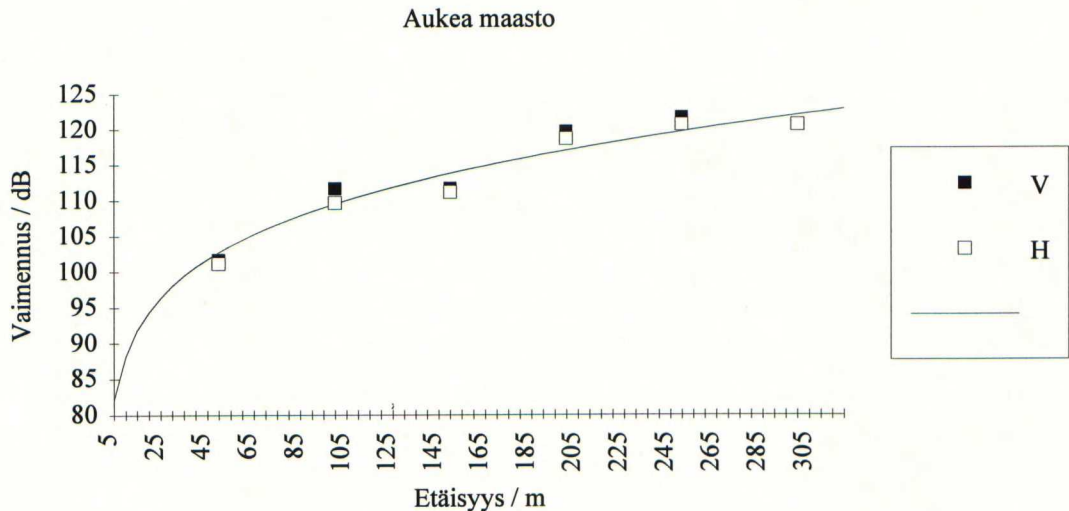
Kuva 43 Mitatut vaimennusarvot mäntymetsässä verrattuna vapaan tilan vaimennuksen kaavalla laskettuun arvoon (yhtenäinen viiva). Laskettu arvo sisältää myös ilmakehän hapen aiheuttaman vaimennuksen.

runko toimii diffraktion vaikutuksesta eräänlaisena linssinä, joka vahvistaa signaalia. Runko peittää etenemistien keskellä ollessaan kuitenkin noin kaksi kolmasosaa ensimmäisestä Fresnelin vyöhykkeestä, mikä on huomattavasti enemmän kuin ensimmäisessä tapauksessa.

Toisessa mittauksessa lähetin ja vastaanotin olivat mäennnyppylän eri puolilla ja tutkitiin maanpinnan vaikutusta signaalin vaimennukseen. Kun antennien välinen näköyhteys suora juuri sivusi maanpintaa, mitattiin esteen aiheuttamaksi lisävaimennukseksi horisontaalipolarisaatiolla 5,1 dB ja vertikaalipolarisaatiolla 4,1 dB. Arvot ovat ehkä hieman odotettua pienempiä, sillä mäennnyppylän reuna muodostaa huomattavasti loivemman esteen signaalille kuin puunrungon reuna, joten myös diffraktiosta aiheutuvan vaimennuksen tulisi olla suurempaa. Mitatut vaimennuksen arvot vastaavat suurinpiirtein tilannetta, jossa pyöreä esteen reuna peittää noin 35 % ensimmäisestä Fresnelin vyöhykkeestä. Antennikorkeudessa tämä merkitsee vain noin 3 cm:n eroa tilanteeseen, jossa puolet ensimmäisestä Fresnelin vyöhykkeestä on peitossa. Tämän suuruinen virhe antennikorkeudessa on hyvinkin mahdollinen, sillä antennikorkeuden määrittäminen tapahtui silmämääräisesti arvioiden.

Kun antennikorkeutta edelleen pienennettiin siten, että näköyhteys lähettimen ja vastaanottimen välillä menetettiin kokonaan, saatiinkin jo lisävaimennusta horisontaalipolarisaatiolla 16 dB ja vertikaalipolarisaatiolla 21 dB.

Esteiden vaikutusta signaalin etenemiseen tutkittiin vielä mittauksella, jossa yhteys rakennettiin matalaan taimikkoon siten, että antennit juuri ja juuri näkivät toisensa taimikon yli. Taimikko muodostui 100...140 cm:n korkuisista koivuntaimista, joissa oli lehdet. Kasvillisuus oli vielä sateen jäljiltä märkää, mikä varmasti osaltaan vielä kasvattaa sen aiheuttamaa vaimennusta. Sadan metrin yhteysetäisyydellä mitattiin kasvillisuuden aiheuttamaksi lisävaimennukseksi horisontaalipolarisaatiolla 21 dB ja



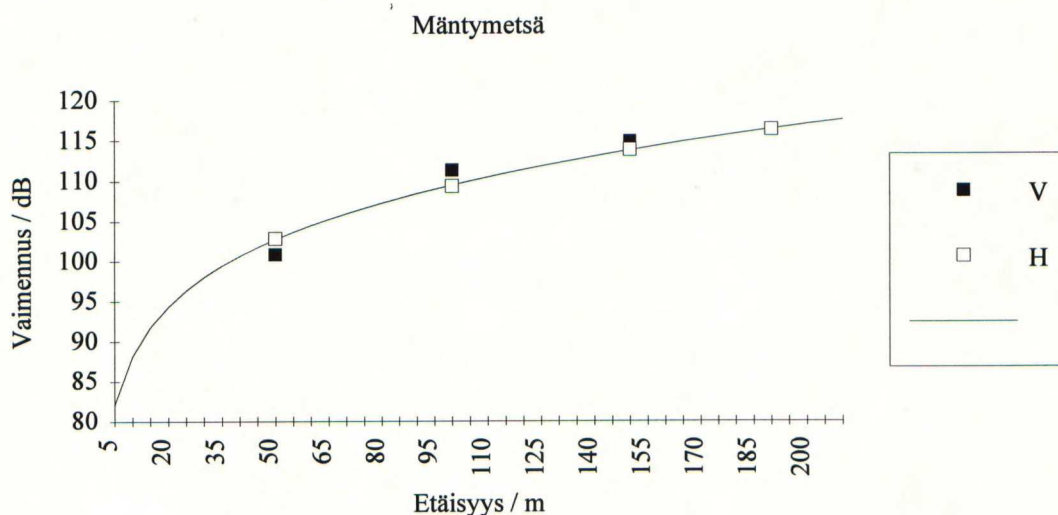
Kuva 44 Mitatut yhteysvälivaimennukset aukeassa maastossa talvella verrattuna teoreettisesti laskettuun arvoon (yhtenäinen viiva). Laskettu arvo sisältää vapaan tilan ja ilmakehän hapen aiheuttaman vaimennuksen.

vertikaalipolarisaatiolla 18 dB. 50 metrin yhteysetäisyydellä mitattiin vastaaviksi arvoiksi 15 dB horisontaali- ja 13 dB vertikaalipolarisaatiolle.

10.3. Mittaukset talviolosuhteissa

Etenemismittaukset 60 GHz:llä talviolosuhteissa suoritettiin marras- ja joulukuun vaihteessa 1994 Kuusamon Rukatunturin maastossa. Mittauksia suoritettiin aukeassa maastossa järven jäällä sekä kahdessa erityyppisessä metsämaastossa. Lisäksi tutkittiin lumisen kasvillisuuden aiheuttamaa lisävaimennusta. Olosuhteet olivat hyvin talviset: lunta oli mittauspaikoilla 20...40 cm, ja pakkasen vaihteli -3...-15° C.

Aukean maaston mittaukset suoritettiin siis järven jäällä. Mittauspäivänä sää oli kirkas, ja pakkasen oli melko kireää: -13...-15° C. Pakkanen aiheuttikin ajoittaisia häiriöitä mittausjärjestelmän toimintaan. Gunn-oskillaattorit eivät kovassa pakkasessa värähdelleet puhtaasti, vaan välitaajuudella näkyvä spektriipiikki hajosi useaksi erilliseksi piikiksi. Ilmiön aiheuttajaksi epäillään oskillaattorien virtalähteitä, sillä itse Gunn-oskillaattorit toimivat laboratoriossa tehdyssä pakkastestissä moitteettomasti aina -20° C lämpötilaan asti. Mittauksen aikana spektriipiikki saatiin useimmissa tapauksissa palautumaan normaaliksi käynnistämällä oskillaattori uudestaan tai käyttämällä oskillaattori välillä eri värähtelymoodissa lähetystaajuutta säätämällä ja palauttamalla se sitten takaisin oikeaan värähtelytaajuuteen. Kahdessa viimeisessä mittauspisteessä etäisyyksillä 250 ja 300 metriä ei spektriä kuitenkaan saatu palautumaan täysin puhtaaksi, vaan arvot on jouduttu lukemaan laskemalla yhteen kahden lähekkäisen välitaajuusspektriipiikin tehot. Lumen syvyys järven jäällä oli mittaushetkellä noin 20 cm. Mittaustulokset on esitetty kuvassa 44.



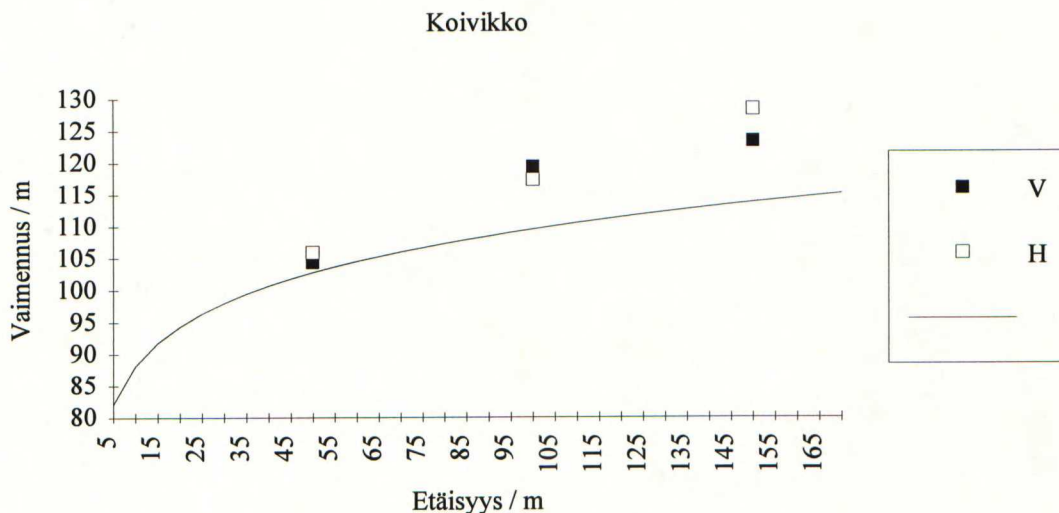
Kuva 45 Mitatut yhteysvälivaimennukset talvisessa mäntymetsässä verrattuna laskettuihin vapaan tilan ja ilmakehän hapen vaimennuksen arvoihin (yhtenäinen viiva).

Johtuen tässä mittauksessa vallineista olosuhteista, kalibroitiin mittausjärjestelmä mittauksen jälkeen myös kylmässä. Kalibrointi tapahtui lämpökaapissa lämpötilassa -15°C . Mitatut lähetysteho ja vastaanottimen konversiovahvistus erosivat yhteensä 2,7 dB huoneenlämmössä mitatuista kalibrointi-arvoista. Tämä on otettu huomioon muutettaessa mitattuja vastaanottotehoja yhteysvälin vaimennukseksi.

Mitatut vaimennusarvot aukeassa maastossa talvella vastaavat hyvin laskettua teoreettista arvoa ja vastaavia kesäolosuhteissa mitattuja arvoja. Lumihangen aiheuttamista heijastuksista johtuva vaimennuksen vaihtelu näyttää myös olevan samaa luokkaa kuin kesäolosuhteissa. Yhden mittausarjan perusteella on kuitenkin aikaista tehdä pitkälle meneviä johtopäätöksiä, sillä lumen sähköiset ominaisuudet millimetriaaltoalueella riippuvat hyvin voimakkaasti lumen koostumuksesta, kuten radioaaltojen etenemistä käsittelevässä luvussa 8.1.4. on todettu. Niinpä lumen aiheuttamat heijastukset voivat olla tiettyissä olosuhteissa paljaan maanpinnan aiheuttamia heijastuksia suurempia.

Metsätyypeistä radioaaltojen etenemistä 60 GHz:llä talvella tutkittiin ensin mäntymetsässä. Lämpötila mittauksella oli noin -4°C , joten kylmyys ei aiheuttanut ongelmia mittausjärjestelmän toimintaan. Metsän tiheys oli noin 400 runkoa/ha, ja männynrunkojen paksuus oli keskimäärin noin 20 cm. Lumen paksuus oli 30 cm ja myös puiden oksilla oli runsaasti lunta. Oksat männynissä ulottuivat maahan asti, toisin kuin kesäajan mittauksissa, joissa mäntyjen oksat alkoivat vasta huomattavasti mittausjärjestelmän antennikorkeuden yläpuolelta.

Mitatut vaimennusarvot on esitetty kuvassa 45. Arvot vastaavat hyvin laskettuja vapaan tilan vaimennuksen arvoja. Antennien välillä onkin kaikissa mittauspisteissä ollut selkeä näköyhteys. Myöskään näissä mitaustuloksissa ei ole nähtävissä juurikaan lumen pinna-asta tulevasta heijastuksista aiheutuvaa vaihtelua.



Kuva 46 Mitatut vaimennukset eri yhteysetäisyyksillä talvisessa koivikossa verrattuna laskettuun vapaan tilan ja ilmakehän hapen aiheuttamaan vaimennukseen (yhtenäinen viiva).

Toinen metsätyyppi talvisissa etenemismittauksissa oli harvahko koivikko. Koivikon tiheys oli 300...400 runkoa/ha, ja runkojen paksuus keskimäärin noin 10 cm. Puut olivat melko pieniä ja kitukasvuisia, kuten näillä leveysasteilla on tyypillistä. Lämpötila mitaushetkellä oli -3°C ja lumen syvyys noin 40 cm. Mittaustulokset näkyvät kuvassa 46.

Mitattu yhteysvälin vaimennus kasvaa tässä tapauksessa etäisyyden funktiona selvästi nopeammin kuin laskettu vapaan tilan ja ilmakehän hapen yhdessä aiheuttama vaimennus. 150 metrin etäisyydellä mitattiin pahimmillaan jo lähes 15 dB lisävaimennusta verrattuna laskettuun vaimennuksen arvoon. Tämä lisävaimennus johtuu antennien väliselle yhteyssuoralle osuvista koivun oksista. Tapaus muistuttaa hyvin paljon edellä esitettyä kesäolosuhteissa tehtyä ensimmäistä mittausta sekametsässä. Yksittäiset oksat ovat niin ohuita, että ne eivät aiheuta sanottavaa lisävaimennusta lähetetylle signaalille, mutta yhteysvälin kasvaessa oksat alkavat muodostaa yhtenäisemmän kasvuston, joka alkaa voimakkaasti vaimentaa signaalia. Myös tässä talviolosuhteissa tehdyssä mittauksessa oli antennien välinen näköyhteys selvästi huonontunut 100 ja 150 metrin yhteysetäisyyksillä.

Lumisen kasvillisuuden signaalille aiheuttamaa lisävaimennusta tutkittiin mittauksella, jossa lähetintä sadan metrin yhteysetäisyydellä siirrettiin sivusuunnassa siten, että yhteysvälille osui mänty, jonka oksilla oli runsaasti lunta. Ilman lämpötila mitaushetkellä oli noin -4°C , ja lumen paksuus männyn oksilla oli noin 5 cm. Mitattu yhteysvälin vaimennus kasvoi vertikaalipolarisaatiolla 11,0 dB ja horisontaalipolarisaatiolla 13,0 dB verrattuna tapaukseen, jossa antennien välillä oli selvä näköyhteys.



Kuva 47 Mittausjärjestelmän lähetin kesäolosuhteissa suoritetuissa mittauksissa.



Kuva 48 Mittausjärjestelmän vastaanotin talviolosuhteissa suoritetuissa mittauksissa.

11. Yhteenveto

Tässä diplomityössä on tutkittu mahdollisuutta yhdistää useampia erillisiä lähiverkkoja toisiinsa suojaetuilla millimetriaaltoalueen radioyhteyksillä. Millimetriaaltoalueella voidaan helposti löytää riittävä taajuuskaista hyvinkin suurikapasiteettisen yhteyden muodostamiseksi. Alemmilla taajuuksilla vapaista taajuuskaistoista alkaa jo olla pulaa, mistä johtuen yleinen kiinnostus millimetriaaltoalueen käyttämiseksi tällaisilla radioyhteyksillä on jatkuvasti kasvamassa.

Kahden tai useamman Ethernet-verkon yhdistäminen suojaetuilla radioyhteyksillä on diplomityössä tehdyn selvityksen mukaan mahdollista ja järkevää toteuttaa 60 GHz:n taajuusalueella toimivilla point-to-point tyyppisillä radiolinkeillä. Tällä taajuusalueella käytetään lähetyksen salaamisessa hyväksi ilmakehän hapen aiheuttamaa voimakasta lisävaimeennusta radiosignaalille. Point-to-point yhteyksillä myös voimakkaasti suuntaavien antennien käyttö auttaa pyrittäessä estämään ulkopuolista tarkkailijaa havaitsemasta lähetyksen olemassaoloa.

Pyrittäessä havaitsemaan radiosignaalin olemassaolo, kun lähetetyn signaalin ominaisuuksia ei tunneta, on helpointa kuvitella tuntematon signaali kohinaksi ja pyrkiä ilmaistamaan lähetyksen olemassaolo vastaanotetun tehon avulla. Tämä merkitsee sitä, että tavallisesti tiedusteluvastaanottimena käytetään yksinkertaista radiometrivastaanotinta. Radiometri soveltuu niin kapeakaistaisen signaalin kuin hajaspektrisygnaalinkin havaitsemiseen.

Jotta signaalin olemassaolo saadaan salattua, tulee lähetysteho luonnollisesti pyrkiä minimoimaan. Voimakkaasti suuntaavien antennien lisäksi tarvittavaa lähetystehoa voidaan pienentää valitsemalla sopiva modulaatiomenetelmä. Pienimmällä signaalikohinasuhteella tietty bittivirhesuhde saavutetaan koherenttia vaihemodulaatiota käytettäessä. Modulaatiomenetelmän valinnalla saavutettava etu lähetystehossa jää kuitenkin melko pieneksi. Parhaimmillaankin tämä parannus on ainoastaan noin 4 dB bittivirhesuhteilla 10^{-3} ... 10^{-6} . Lisäksi vaihemodulaatio on herkempi esimerkiksi vaihekohinan aiheuttamalle suorituskyvyn heikkenemiselle kuin vaikkapa taajuusmodulaatio.

Radioyhteydellä syntyy siirrettävään tietoon kohinan ja monitie-etenemisen vaikutuksesta helposti virheitä, joten jonkinlaisen virheenkorjausmenetelmän käyttö tällaisella yhteydellä on yleensä välttämätöntä. Radiotiellä virheet tulevat vielä usein ryöppyinä pikemminkin kuin yksittäisinä toisistaan riippumattomina bittivirheinä, jolloin yleisimmät virheenkorjauskoodit eivät pysty niitä korjaamaan. Tällöin voidaan lähetyksessä käyttää bittilomitusta, jolloin virheryöpyt jakautuvat varsinaisessa datassa yksittäisiksi bittivirheiksi. Mahdollisen virheenkorjauksen tarve on yleensä syytä selvittää tarkemmin järjestelmän prototyypin testausvaiheessa.

Millimetriaaltoalueella tulee lähettimen ja vastaanottimen välillä tyypillisesti olla näköyhteys, sillä yhteysvälille osuvat esteet vaimentavat millimetriaaltoalueen signaalia voimakkaasti. Diplomityön yhteydessä suoritetuissa 60 GHz:n etenemismittauksissa ha-

vaihtiin myös maanpinnasta tulevien heijastusten aiheuttama tehotason vaihtelu merkittäväksi matalalla antennikorkeudella erityisesti avoimessa maastossa. Myös sateen aiheuttama vaimennus on voimakasta millimetriaaltoalueella. Hyvin lyhyellä yhteysetäisyydellä sateen aiheuttamiin vaimennusjaksoihin voidaan kuitenkin varautua varaamalla linkkibudjetissa riittävän suuri häipymävara.

60 GHz:n taajuusalue soveltuu taajuushallinnolliselta kannalta hyvin lähiverkkojen liittämiseen käytettävien linkkien tarpeisiin, sillä suunnitteilla olevassa kansallisessa taajuusallokoinnissa tällä taajuusalueella on varattu 3,0 GHz:n kaista langattomien lähiverkkojen käyttöön. Näiltä verkoilta ei lyhyiden yhteysetäisyyksien vuoksi vaadita tulevaisuudessa tällä taajuusalueella radiolupaa, vaan kuka tahansa saa tarvitessaan pystyttää tällaisen verkon. Radiolaitteilta vaaditaan kuitenkin Telehallintokeskuksen tyyppihyväksyntä.

Millimetriaaltoalueella on mahdollista valmistaa hyvin pienikokoisia laitteita integroimalla esimerkiksi koko lähetinvastanotin yhdelle sirulle MMIC-tekniikalla. MMIC-tekniikan käyttö on kuitenkin järkevää vasta kun valmistusmäärät ovat hyvin suuria, joten pieniä valmistuseriä tai prototyyppilaitteita valmistettaessa on edullisempaa käyttää hybriditekniikkaa ja erillisiä komponentteja. Tästä huolimatta saadaan millimetriaaltoalueen laitteista hyvin pienikokoisia.

Millimetriaaltoalueella voidaan myös käyttää pienikokoisia mutta kuitenkin voimakkaasti suuntaavia antennoja. Sopivia antennityyppejä tarkastellun kaltaiselle point-to-point yhteydelle ovat esimerkiksi heijastin- ja linssiantennit. Ympärisäteilevien antennien käyttäminen ei sen sijaan ole millimetriaaltoalueella mahdollista enää satojen metrien yhteysetäisyyksillä, sillä tällöin vaaditaan millimetriaaltoalueen laitteille epärealistisen suuria lähetystehoja.

Olemassa olevien järjestelmien ja niiden osien hyödyntäminen on millimetriaaltoalueen linkin prototyypejä suunniteltaessa taloudellisesti järkevää. Voidaan esimerkiksi käyttää linkin välitaajuutena olemassa olevan kaupallisen mikroaaltolinkin lähtösignaalia, joka sekoitetaan 60 GHz:n taajuusalueelle ja vahvistetaan erillisen millimetriaaltoalueen etupään avulla. Samalla tavalla vastaanottimessa 60 GHz:n signaali sekoitetaan alas kaupallisen linkin lähetystaajuudelle, minkä jälkeen kaupallista radiolinkkiä voidaan käyttää signaalin ilmaisemiseen. Valmiina on myös saatavana Ethernet-verkon pakettimuotoisen liikenteen radiolinkin kanavaan sovittavia siltaratkaisuja.

Kaupalliset radiolinkit tarjoavat normaalisti CCITT:n (*Comité Consultatif International de Télégraphique et Téléphonique*) standardin G.703 mukaisia 2 Mbit/s:n kanavia, joiden määrä vaihtelee linkin kapasiteetista riippuen. Yhden kanavan siirtokapasiteetti ei yllä lankaverkon 10 Mbit/s:n kapasiteettiin. Rajoittavana tekijänä kapasiteetin kasvatamiselle on kuitenkin nimenomaan Ethernet-verkon ja radiolinkin yhdistämisessä käytetty silta. Kaupalliset sillat sovittavat Ethernet-verkon liikenteen nimenomaan linkin 2 Mbit/s:n kanavaan. Itse radiolinkin kapasiteettivaihtoehdot ylettyvät esimerkiksi Nokian radiolinkeillä aina 34 Mbit/s:n kapasiteettiin asti jo 2 GHz:n taajuusalueen linkeillä. Myös millimetriaaltoalueen etupää soveltuu sellaisenaan käytettäväksi suurempikapasiteettisenkin linkin yhteydessä. Niinpä tällaisen 60 GHz:n yhteyden kapasiteetti on radio-osien puolesta helposti kasvatettavissa hyvinkin suureksi, jos vain löydetään ratkaisu Ethernet-verkon liikenteen sovittamiseksi esimerkiksi linkin 34 Mbit/s:n kanavaan.

Alinta 2 Mbit/s:n kapasiteettia suurempikapasiteettisen radiolinkkiversion käyttäminen on järkevää myös millimetriaaltoalueen paikallisoskillaattoreiden vaihekohinavaatimusten helpottamiseksi. Vaihekohinavaatimukset ovat nimittäin sitä tiukemmat, mitä kaapekaistaisempi lähetettävä signaali on [36]. 60 GHz:n taajuusalueella riittävän hyvien oskillaattoreiden valmistaminen voi olla tästä huolimatta vaikeaa ja kallista. Helpoimmin vaadittavat vaihekohinaominaisuudet voidaan saavuttaa käyttämällä alemmalla taajuusalueella toimivaa oskillaattoria ja taajuuskertojaa paikallisoskillaattoritehon muodostamiseen. Voidaan käyttää esimerkiksi 15 GHz:n taajuusalueen oskillaattoria ja neljällä kertojaa.

Kaupallisten radiolinkkien tarjoama yhteys on full-duplex tyyppinen, joten myös millimetriaaltoalueen linkki on luonnollista suunnitella toimimaan samalla tavalla. Tällöin voidaan käyttää kaupallisen linkin signaalia sellaisenaan sekoitettuna 60 GHz:n taajuusalueelle. Full-duplex tyyppinen 2 Mbit/s:n linkki vastaa 4 Mbit/s:n kaapelia, mikäli liikenne molempiin siirtosuuntiin on suunnilleen yhtä vilkasta.

Full-duplex tyyppisessä radiolinkissä käytetään kummallekin siirtosuunnalle eri lähetystaajuutta. Tällöin tarvitaan erilliset lähetys- ja vastaanottohaarat, joissa on erilliset oskillaattorit ja sekoittimet. Koska millimetriaaltoalueen linkissä käytetään hyväksi ilmakehän hapen aiheuttamaa lisävaimennusta, täytyy lähetys- ja vastaanottotaajuuksien erotus eli duplex-väli olla 2...4 GHz. Tällöin duplex-väli on riittävä, jotta lähetys- ja vastaanottosignaalien suodatus onnistuu, mutta toisaalta niin pieni, että molemmat taajuudet mahtuvat hapen vaimennuspiikin alueelle ja hapen aiheuttama lisävaimennus on yli 12 dB/km. Lähetys- ja vastaanottohaaroissa voidaan käyttää myös erillisiä antennoja, joskin järjestelmän käytön kannalta on helpompi, mikäli lähetykseen ja vastaanottoon käytetään samaa antennia. Tällöin ei linkkiä pystytettäessä tarvitse suunnata kuin yksi antenni. Siirtosuuntien erottamiseen käytetään yhden antennin tapauksessa kiertoelintä ja tarvittaessa vielä duplex-suodattimia.

Kaupallisen radiolinkin lisäksi millimetriaaltoalueen silta on mahdollista toteuttaa käyttämällä 2,4 GHz:n taajuusalueella toimivan hajaspektrisillan signaalia välitaajuussignaalinä. Kuten luvusta 9.3. ilmenee, on 2,4 GHz:n taajuusalueella 100 MHz:n kaista varattuna hajaspektritekniikalla toimivien langattomien lähiverkkojen käyttöön. Useammankin valmistajan langaton lähiverkkosovellus sisältää myös samalla periaattella toimivan langattoman siltaratkaisun. Nämä hajaspektrisillat tarjoavat 2 Mbit/s:n siirtokapasiteetin, mutta niissä siirto on mahdollista vain yhteen suuntaan kerrallaan.

Tällaisella järjestelyllä saadaan aikaiseksi hyvin yksinkertainen ratkaisu. Tällaisen sillan tarjoama siirtokapasiteetti on kuitenkin vain puolet radiolinkin tarjoamasta siirtokapasiteetista, jos liikenne on suurinpiirtein yhtä vilkasta molempiin siirtosuuntiin. Tähän rakenteeseen on myös vaikea sovittaa LNA:ta, sillä samaa haaraa käytetään sekä lähetykseen että vastaanottoon. Ilman LNA:ta vastaanottimen kohinaominaisuudet jäävät huomommiksi kuin radiolinkillä toteutetun sillan tapauksessa. LNA:n käyttäminen vaatisi erilliset lähetys- ja vastaanottohaarat, jolloin sekoittimen jälkeen tarvittaisiin kytkin siirtosuunnan vaihtamista varten.

60 GHz:n radiosillan kehitys jatkuu VTT Tietotekniikassa sopivan prototyypilaitteiston rakentamisella. Tällä laitteistolla on tarkoitus testata 60 GHz:n yhteyden toimintaa ja suorituskykyä erilaisissa käytännön olosuhteissa ja selvittää näin esimerkiksi mahdollisen virheenkorjauksen tarvetta ja eri komponenttien vaikutusta linkin toimintaan.

Prototyypijärjestelmän suunnittelussa kannattaa käyttää mahdollisimman pitkälle hyväksi osia jo olemassa olevista radiolinkkijärjestelmistä, esimerkiksi käyttämällä kaupallista radiolinkkiä millimetriaaltoalueen järjestelmän välitaajuuden muodostamiseen, kuten edellä on kerrottu.

Lähdeluettelo:

- [1] Marc Liber, Francois Baron, 60 GHz communications, technology and applications trends, Annales des Télécommunications, 47 (1992) no. 11-12, ss. 530-532.
- [2] A.S. Tanenbaum, Computer Networks, 2. painos, Englewood Cliffs NJ 1989, Prentice-Hall, 658 s.
- [3] Kalevi Kilkki, Tkl-38.112 Tietoliikennetekniikan perusteet B, Teknillisen korkeakoulun opetusmonisteet K-91, 118 s.
- [4] Seppo J. Halme, Ele-72.119 Tiedonsiirtotekniikka, Teknillisen korkeakoulun opetusmonisteet S-91, 313 s.
- [5] G. Gunyhó, A Wireless LAN Solution: HIPERLAN, A Brief Introduction, ver 1.0.A, 2.5.1994, Nokia Cellular Systems.
- [6] A.B. Carlsson, Communication Systems, 3. painos, Singapore 1986, McGraw-Hill, 686 s.
- [7] D.C. Cox, Universal digital portable radio communications, Proceedings of the IEEE, 75 (1987) no. 4, ss. 436-477.
- [8] Don J. Torrieri, Principles of Secure Communication Systems, Norwood MA 1985, Artech House, 453 s.
- [9] Michael Hall, Ele-72.153 Datasiirto, Teknillisen korkeakoulun opetusmonisteet K-93, 222 s.
- [10] Kai Chang (toim.), Handbook of Microwave and Optical Components, osa I, Microwave Passive and Antenna Components, New York 1989, John Wiley & Sons, 907 s.
- [11] P.Bhartia, I.J. Bahl, Millimeter Wave Engineering and Applications, New York 1984, John Wiley & Sons, 714 s.
- [12] Flann Microwave, Microwave Instruments and Components, Tuote-esite.
- [13] A. Räisänen, A. Lehto, Radiotekniikka, Kolmas painos, Espoo 1994, Otatieto Oy
- [14] Jaakko Lähteenmäki, Indoor Radio Propagation Measurements and Modelling at 900 MHz, 1,8 GHz and 60 GHz, Espoo 1994, Licentiate Thesis, Helsinki University of Technology, 95 s.
- [15] Arto Lehto, S-26.116 Millimetriaaltotekniikka, Teknillisen korkeakoulun opetusmonisteet K-95.

- [16] Lawrence L. Gutman, Glenn E. Prescott, System quality factors for LPI communications, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 4 (1989) no. 12, ss. 25-28.
- [17] A. B. Glenn, Low probability of intercept, IEEE Communications Magazine, July 1983, ss. 26-33.
- [18] Don J. Torrieri, Principles of Military Communication Systems, Dedham MA 1981, Artech House, 298 s.
- [19] L.C. Walters, Shannon, coding and spread spectrum, Electronics & Wireless World, January 1989, ss. 48-51, and March 1989, ss. 274-279.
- [20] Robin A. Dillard, George M. Dillard, Detectability of Spread-Spectrum Signals, Norwood MA 1989, Artech House, 149 s.
- [21] C.J. Gibbins, The effects of the atmosphere on radio wave propagation in the 50-70 GHz frequency band, Journal of IERE, 58 (1988) no. 6 (supplement), ss. 229-240.
- [22] J. Henriksson, Route Planning Guide for Digital Radio Links, 1988, Nokia Research Center, Ele-26.140 Tietoliikenteen radiolaitteet II, Teknillisen korkeakoulun opetusmonisteet K-93, 57 s.
- [23] A.R. Tharek, J.P. McGeehan, Outdoor propagation measurements in the millimetre wave band at 60 GHz, Military Microwaves 1988, Conference Proceedings, ss. 43-48.
- [24] N. D. Hawkins, R. Steele, D. C. Rickard, C. R. Shepherd, Path loss characteristics of 60 GHz transmission, Electronics Letters, 21 (1985) no. 22, ss. 1054-1055.
- [25] T.J. Woodruff, Miniature millimeter wave covert communications system, IEEE National Aerospace and Electronics Conference - NAECON 1988, Conference Proceedings, ss. 1591-1597.
- [26] Ismo V. Lindell, Radioaaltojen eteneminen, Toinen painos, Helsinki 1985, Otakustantamo, 207 s.
- [27] J.D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel, Lontoo 1992, Pentech Press, 316 s.
- [28] P.A. Randall, R.D. Carver, Review of RACE I Propagation Measurements, RACE - MBS deliverable no. R2067/BTL/4.3.1/DS/003.b1.
- [29] George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde, Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, New York 1990, John Wiley & Sons, 757 s.

- [30] Y.C. Shih, H.J. Kuno, Solid-state sources from 1 to 100 GHz, Microwave Journal, September 1989 State of the Art Reference, ss. 145-161.
- [31] A. Plattner, W. Herzig, M. Chelouche, Specification of Demonstrator Upgrade and Demonstrator Test Plan, RACE - MBS deliverable no. R2067/TST/CT4/DS/P/021.b1.
- [32] ETSI, Draft RES '10-01, HIPERLAN Technical Characteristics, 6 April 1994, ETSI.
- [33] A. Flatman, Wireless Lans - an Overview, Mobile Communications International, 1994 no. 18, ss. 82-85.
- [34] NCR WaveLAN technical note - 3 ... Performance, 4/93, AT&T / NCR.
- [35] Olivetti NET³ -esitteet.
- [36] W. P. Robins, Phase Noise in Signal Sources (Theory and Applications), Lontoo 1982, Peter Peregrinus Ltd., 321 s.